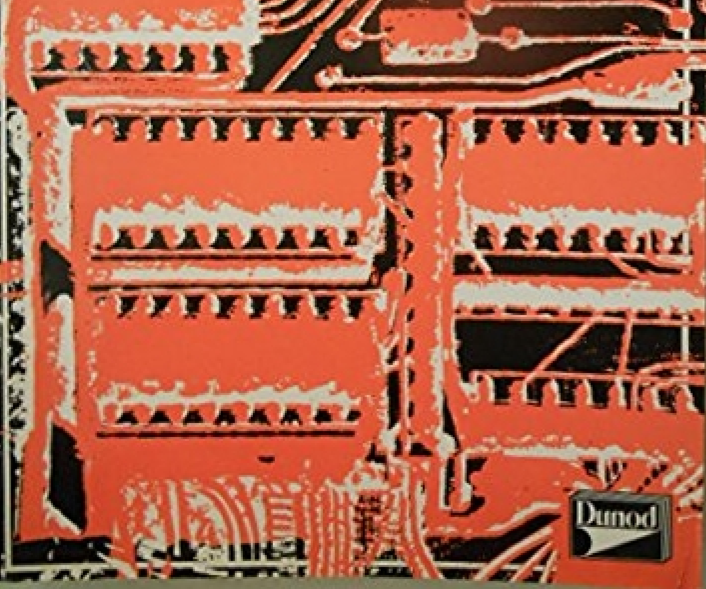
SCHEMAS D'ELECTRONIQUE

J. MORNAND



LA BIBLIOTHÈQUE DU TECHNICIEN

Jean MORNAND

Technologie d'électronique
Tome 1 – *(Première F_2)*
Tome 2 – *(Terminale F_2)*

Électronique analogique – Exercices et problèmes corrigés *(BTS, DUT)*.

Collection HÉBERT

Électricité – Électronique *(classes de Premières F)*
Électronique *(classe Terminale F_2)*
Machines électriques – Électronique de puissance *(classes Terminales F_1, F_3)*

Serge CŒURDACIER

Électricité *(classes de Premières et Terminales F)*

Électronique
1 – Les composants discrets non linéaires
2 – Amplification basses fréquences, commutation
3 – Amplification hautes fréquences, réaction

Arsène PEREZ-MAS – Jean-Michel FOUCHET

Électronique pratique *(Formation continue)*

Pierre CABANIS

Électronique digitale *(Formation continue)*

SCHEMAS D'ELECTRONIQUE

Jean MORNAND

Ingénieur des Arts et Métiers
Professeur de technologie à l'IUT d'Angers

Classe terminale F_2
Classes de techniciens supérieurs
Instituts universitaires de technologie
Formation continue

Dunod

TABLE DES MATIÈRES

1962	SITELESC 323	Symboles littéraux pour tubes électroniques.
1969	CEI 148	Symboles littéraux pour dispositifs à semi-conducteurs *(pas de norme française).*
1983	NF X 02-003	Principes de l'écriture des nombres, des unités, des grandeurs.
1974	004	Noms et symboles des unités de mesure.
1983	006	Le système international d'unités. Description et règles d'emploi.
1963	010	Sous-multiples décimaux du degré (unités d'angle).
1967	050	Principales unités de mesure américaines et anglaises.
1981	101	Symboles algébriques, géométriques et vectoriels.
1981	103	Symboles de la mécanique rationnelle.
1982	109	Symboles du calcul symbolique. Transformation de Laplace.
1982	110	Symboles du calcul matriciel.
1972	111	Symboles de l'algèbre tensoriel.
1979	114	Symboles et vocabulaire du calcul ensembliste.
1979	119	Symboles et vocabulaire relatifs au calcul booléen.
1983	202	Grandeurs, unités et symboles des phénomènes périodiques.
1983	205	Grandeurs, unités et symboles d'électricité et de magnétisme.
1983	206	Grandeurs, unités, symboles : rayonnements électromagnétique et optique.
1983	207	Grandeurs, unités et symboles d'acoustique.
1972	06-006	Symboles de la statistique, du calcul des probabilités.
1967	NF C 03-000	Symbole littéraux utilisés en électricité.
		SCHÉMAS DES INSTALLATIONS ÉLECTRIQUES
1973	NF C 03-151	Schémas, diagrammes, tableaux : définitions et classification.
1973	152	Repérage d'identification des éléments.
1975	153	Recommandations générales pour l'établissement des schémas.
1976	154	Recommandations générales pour l'établissement des schémas des circuits.
1976	155	Établissement des schémas et tableaux des connexions extérieures.
1980	156	Établissement des schémas et tableaux des connexions intérieures.
1982	190	GRAFCET. Description des systèmes logiques de commande.
		SYMBOLES GRAPHIQUES POUR SCHÉMAS ÉLECTRIQUES
1970	NF C 03-108	Opérateurs logiques binaires.
1984	NF C 03-201	Généralités, index général. Tables de correspondance.
1984	202	Éléments de symboles, symboles d'application générale.
1984	203	Conducteurs et dispositifs de connexion.
1984	204	Composants passifs.
1984	205	Semiconducteurs et tubes électroniques.
1984	206	Production, transformation et conversion de l'énergie électrique.
1984	207	Appareillage et dispositifs de commande et de protection.
1984	208	Appareils de mesure, lampes et dispositifs de signalisation.
1984	209	Télécommunications : commutation et équipements périphériques.
1984	210	Télécommunications : transmission.
1984	211	Schémas et plans d'installation, architecturaux et topographiques.
1984	212	Opérateurs logiques binaires.
1984	213	Opérateurs analogiques.

2	# GÉNÉRALITÉS ## ÉCRITURES	D'après NF X 02-003 1983

MULTIPLES, SOUS-MULTIPLES		
10^{12}	téra	T
10^{9}	giga	G
10^{6}	méga	M
10^{3}	kilo	k
10^{2}	hecto	h
10	déca	da
1	–	–
10^{-1}	déci	d
10^{-2}	centi	c
10^{-3}	milli	m
10^{-6}	micro	μ
10^{-9}	nano	n
10^{-12}	pico	p

ALPHABET GREC					
Α	α	alpha	Ν	ν	nu
Β	β	bêta	Ξ	ξ	ksi
Γ	γ	gamma	Π	π	pi
Δ	δ	delta	Ρ	ρ	rhô
Ε	ϵ	epsilon	Σ	σ	sigma
Ζ	ζ	dzêta	Τ	τ	tau
Η	η	êta	Υ	υ	upsilon
Θ	θ	thêta	Φ	φ	phi
Κ	κ	kappa	Χ	χ	khi
Λ	λ	lambda	Ψ	ψ	psi
Μ	μ	mu	Ω	ω	oméga

ÉCRITURE DES NOMBRES ET UNITÉS	Exemples :
Séparation des nombres en tranches :	50 363,018 6 0,000 48
Multiplication des nombres :	228 × 5
Multiplication littérale :	ab ou $a.b$ $a(b+c)$
Division :	$\frac{17}{8}$ ou 17/8 ou 17 : 8 $\frac{a}{b}$ ou a/b ou $a:b$
Expressions mixtes :	$2ab$ $3(b+c)$
(Dans les cas compliqués on fera usage des puissances négatives)	$\frac{ab}{c} = ab/c = abc^{-1}$ $\frac{a/b}{c} = (a/b)/c = ab^{-1}c^{-1}$
	$(a+b)/(c+d) = \frac{a+b}{c+d}$ $a + \frac{b}{c} + d = a + b/c + d$
Expressions trigonométriques :	$\frac{\sin x}{3} = (\sin x) : 3 = (\sin x)/3$
Expressions logarithmiques :	$10 \lg x = 10 \log_{10} x$ $\ln x = \log_e x$
Unités : rapport d'unités	$\frac{\text{m}}{\text{s}}$ ou m/s ou m s^{-1}
unités dérivant d'un nom propre	*singulier* : 1 watt ou 1 W *pluriel* : 10 watts ou 10 W
degrés, minutes, secondes	*températures* : 2,5 °C 12 K *angles* : 1° 2' 10" *temps* : 1 h 25 mn 10 s
Incertitude sur une grande A : absolue	$\pm \Delta A$ ou A à ΔA près
relative	$\frac{\Delta A}{A}$ ou A à $\frac{1}{5}$ près ou A à 20 % près

GÉNÉRALITÉS
SYMBOLES DE L'ÉLECTROTECHNIQUE

GRANDEURS		UNITÉS	
Quantité d'électricité	Q	coulomb	C
Champ électrique	E	volt par mètre	V/m
Potentiel	V	volt	V
Tension, d.d.p.	U (V)	volt	V
Force électromotrice	E	volt	V
Permittivité absolue	ϵ	farad par mètre	F/m
– relative	ϵ_r	*sans dimension*	
– du vide	ϵ_0	farad par mètre	F/m
Capacité	C	farad	F
Résistance	R	ohm	Ω
Résistivité	ρ	ohm-mètre	Ωm
Conductance	G	$G = I/R$ siemens	S
Conductivité	γ, σ	$\gamma = I/\rho$	S/m
Réactance	X	ohm	Ω
Impédance	Z	$Z = R + jX$	Ω
Susceptance	B	$B = I/X$ siemens	S
Admittance	Y	$Y = I/Z$ siemens	S
Longueur d'onde	λ	mètre	m
Temps	t	seconde	s
Période	T	seconde	s
Constante de temps	ρ	seconde	s
Fréquence	f (ν)	hertz	Hz
Pulsation	ω	radian/seconde	rd/s
Fréquence de rotation	n	tour/minute	tr/mn
Vitesse de propagation	C	mètre/seconde	m/s
Constante :			
de propagation	γ	$\gamma = \alpha + j\beta$	–
de phrase	β	–	–
d'affaiblissement	α	–	–
Intensité lumineuse	I	candéla	cd
Luminance	L	candéla/m²	cd/m²
Flux lumineux	Φ	lumen	lm
Eclairement	E	lux	lx
Quantité de lumière	Q	lumen-seconde	lm.s
Exitance lumineuse	M	lumen/m²	lm/m²

GRANDEURS		UNITÉS	
Courant	I	ampère	A
Densité de courant	J	ampère/mètre carré	A/m²
Champ magnétique	H	ampère/mètre	A/m
Induction magnétique	B	tesla	T
Flux magnétique	Φ	weber	Wb
Perméabilité absolue	μ	henry par mètre	H/m
– relative	μ_r	*sans dimension*	–
– du vide	μ_0	henry par mètre	H/m
Inductance propre	L	henry	H
– mutuelle	M	henry	H
Réluctance	$\mathfrak{R}$	ou R, ou R_m	H^{-1}
Perméance	Λ	$Λ = I/R_m$	H
Facteur de qualité	Q	*sans dimension*	–
Angle de pertes	S	radian	rd
Déphasage	φ	radian	rd
Facteur de couplage	k	*sans dimension*	–
– de dispersion	σ	$\sigma = I - k^2$	–
Nombre de spires	N	*sans dimension*	–
Nombre de phases	m	*sans dimension*	–
Force	F	newton	N
Travail	W	joule	J
Energie	W	joule	J
Puissance active	P	watt	W
– réactive	Q	volt ampère réactif	VAR
– apparente	S	voltampère	VA
Rendement	ν	*sans dimension*	%
Température thermod.	T	degré Kelvin	K
– usuelle	t (θ)	degré Celsius	°C
Coefficient de t	α	*sans dimension*	deg^{-1}
Quantité de chaleur	Q	joule	J
Chaleur massique	c	joule/kg.degré	J/kg.deg

GÉNÉRALITÉS
SYMBOLES DES GRANDEURS

D'après NF C 03-000 1967
SITELESC 323 1962

GRANDEURS VARIABLES DANS LE TEMPS

	Cas 1	Cas 2 A	Cas 2 B
Valeur instantanée	x	X	x
Valeur efficace	X	$\tilde{X}$ X_{eff}	$\tilde{x}$ x_{eff}
Valeur de crête	$\hat{x}, \hat{X}$ x_m, X_m	$\hat{X}$ X_m	$\hat{x}$ x_m
Valeur moyenne	$\bar{x}, \bar{X}$ x_{av}, X_{av}	$\bar{X}$ X_{av}	$\bar{x}$ x_{av}
Valeur minimale	$\check{x}, \check{X}$ x_{min}, X_{min}	$\check{X}$ X_{min}	$\check{x}$ x_{min}
Valeur crête à creux	$(\hat{x} - \check{x})$ $(\hat{X} - \check{X})$	$(X_m - X_{min})$	$(x_m - x_{min})$

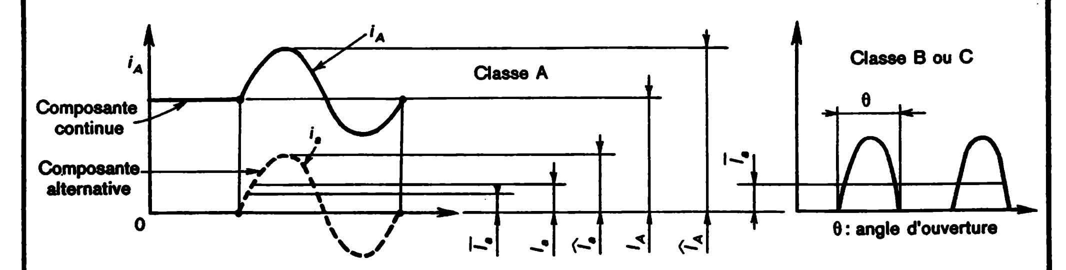
Cas 1 : s'applique quand les lettres majuscules ou minuscules sont disponibles.
Cas 2 : s'applique quand la lettre majuscule ou minuscule est seule disponible.

REPRÉSENTATION COMPLEXE DES GRANDEURS

Partie réelle	X'	$\mathrm{Re}\,X$
Partie imaginaire	X''	$\mathrm{Im}\,X$
Valeur complexe	$\underline{X} = X' + jX''$ $\underline{X} = Xe^{j\varphi}$	$X = \mathrm{Re}\,X + \mathrm{Im}\,X$ $X = \lvert X\rvert e^{j\varphi}$

Les deux ensembles des colonnes peuvent être utilisés indifféremment.

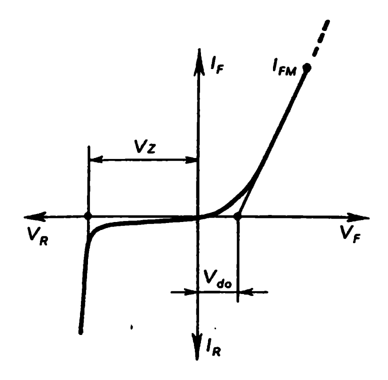
TENSIONS ET COURANTS



Grandeurs : valeurs instantanées ⟶ *minuscules* ; autres valeurs ⟶ *majuscules*.
Indices : valeurs par rapport au zéro ⟶ *majuscules* ; par rapport à la C.C. ⟶ *minuscules*.
Exemples : valeurs continues : $V_A\ I_A\ V_G \cdots$ $V_{CE}\ I_B\ V_{CC}\ V_{BB} \cdots$
valeurs instantanées par rapport à la composante continue : $v_a\ i_a\ v_{ce}\ i_b \cdots$
valeurs instantanées par rapport au zéro : $v_A\ i_A\ v_G \cdots$ $v_{CE}\ i_B\ v_{BE} \cdots$
valeurs efficaces : $V_a\ I_a\ V_g \cdots$ $V_{ce}\ I_b\ V_{be} \cdots$
valeurs moyennes : $\bar{V}_a\ \bar{I}_a\ \bar{V}_{be} \cdots$
valeurs complexes : $\underline{V}_a\ \underline{I}_a\ \underline{V}_{be} \cdots$

GÉNÉRALITÉS
NOTATIONS

DIODES



Tensions directes : V_F v_f Courants directs : I_F i_f

Tensions inverses : V_R v_r Courants inverses : I_R i_r

Courant moyen de sortie (redressé) : I_0

Tension moyenne de sortie (redressée) : V_0

Temps de recouvrement direct : t_{fr}

Temps de recouvrement inverse : t_{rr}

Résistance série d'une diode : R_s

Résistance dynamique sens direct : $r_{dF} = \frac{\Delta V_F}{\Delta I_F}$

Tension de seuil : V_{d_0}

Tension de zener : Vz

Limites d'utilisation : I_{FM} V_{RM}

TUBES

Coefficient d'amplification : K
Pente statique : S
Résistance interne : ρ
Pente dynamique : S'
Pente de conversion : S_c

Tension de source d'alimentation : V_B
Tension de coupure : V_{Gc}
Tensions et courant de repos : V_{OA} V_{OG} I_{OA}
Courant et tension de filament : I_f V_f

ÉCRITURE DES VARIATIONS

t ↗ $|I_C|$ ↗ $|V_{BE}|$ ↘ $|R_E I_E|$ ↗ etc.

ou écrire en toutes lettres
- la tension base collecteur diminue
- la chute de tension aux bornes de R_E augmente
- le potentiel de collecteur devient plus négatif, etc.

AMPLIFICATION

Amplification en courant, en tension, en puissance : A_i A_v A_p
Unités : Néper : Np décibel : dB
Gain (expression de l'amplification en décibels) : G_i G_v G_p
Bande passante, à 3 dB, à n dB : B B_3 B_n
Distorsion, due à l'harmonique 2, totale : d d_2 d_{tot}
Taux de modulation : m Angle de phase : Φ
Fréquence de coupure : f_c Taux de réaction : B

INDICES POUVANT ACCOMPAGNER LES SYMBOLES DE GRANDEURS U, I...

Court-circuit	cc	Bruit	b	Variable	var
Coupure, conversion	c	Entrée	e	Pointe	po
Direct	dir	Sortie	s	Redressé	red
Inverse	inv	Sinusoïdal	sin	Utilisation	u
Extinction	ext	Surcharge	sur	Modulé	mod
Amorçage	am	Total	tot	Porteuse	p
		Thermique	th		

GÉNÉRALITÉS
TRANSISTORS

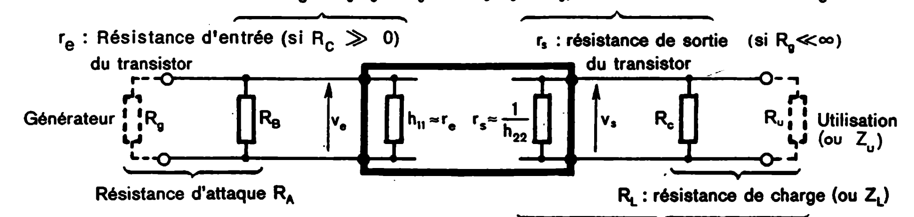
Partiellement d'après normes FNIE 031-1962 SITELESC 313 1961

Tensions et courants de repos : V_{OCE} I_{OB} V_{OBE} V_{OCE}
Tensions et courants résiduels : V_{CEO} I_{BO} V_{BEO} I_{CO}
Tension de déchet : V_d
Tension de saturation : $V_{CE\,sat}$
Résistance thermique : R_{th}
Température ambiante : t_{amb}
Température du boîtier : t_{case}
Température de jonction : t_j
Montages émetteur commun : EC ; base commune : BC ; collecteur commun : CC
Indices des grandeurs statiques pour les 3 montages : E B C
Indices des grandeurs dynamiques pour les 3 montages : e b c
Fréquences de coupure : f_{h21e} $f_{h21b}\cdots$ ($f\alpha$ $f\beta$ $f\gamma$ déconseillés)
Admittance de sortie : h_{22e}
Rapport de transfert direct de courant : h_{21e}
Impédance d'entrée : h_{11e}
Rapport de transfert inverse de la tension : h_{12e}

(α, β, γ déconseillés)
(Nota : pour les valeurs statiques et non dynamiques remplacer e b c par E B C.)

Sources de tension : V_{CC} V_{BB} V_{EE}
Fréquence maximale d'oscillation : f_{max}
Fréquence de transition : f_T
Pente $g_m = \Delta I_c / \Delta V_{BE}$

IMPÉDANCES D'ENTRÉE ET DE SORTIE



NOMENCLATURE DES FRÉQUENCES

Appellations métriques recommandées AFNOR	Bande des f.	Abréviations	
myriamétriques	< 30 kHz	VLF (*TBF*)	
kilométriques	30 à 300 kHz	LF (*BF*)	
hectométriques	300 à 3000 kHz	MF	GO
décamétriques	3 à 30 MHz	HF	PO
métriques	30 à 300 MHz	VHF (THF)	OC
décimétriques	300 à 3000 MHz	UHF	OTC
centimétriques	3 à 30 GHz	SHF	
millimétriques	30 à 300 GHz	EHF	

MA (ou AM) : modulation en amplitude
MF (ou FM) : modulation en fréquence
MI (ou IM) : modulation en impulsion

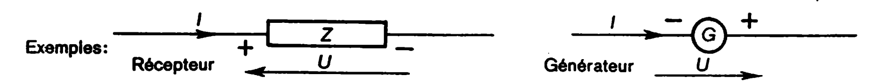
AF : audio-fréquences
RF : radiofréquences
VF : vidéofréquences

GÉNÉRALITÉS
NOTATIONS

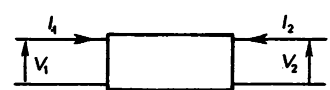
TENSIONS ET COURANTS

① – Les **flèches** indiquant les **tensions** sont représentées **hors circuit.**
– La flèche a sa pointe vers le plus (+), son empennage vers le moins (–).

② – Les **flèches** indiquant les **courants** sont représentées **sur le circuit.**
– Dans les calculs on adoptera comme sens positif (+) le sens de la flèche, que ce soit pour un courant continu ou pour un courant instantané.
– On aura intérêt à adopter comme sens positif le sens réel du courant s'il est connu (sens conventionnel en sens inverse du déplacement des électrons dans un récepteur).



③ Quadripôle



- Les **courants** d'entrée et de sortie sont comptés **positifs** quand ils se dirigent vers le quadripôle.
- Les **tensions** sont comptées **positives** du pôle commun vers le pôle d'entrée ou de sortie.

④ Tubes : **un seul indice** affecté aux tensions d'électrodes avec la cathode comme référence.
Exemple : V_G, V_A.

Transistors : **deux indices** affectés aux tensions d'électrodes avec l'émetteur comme référence.
Exemple : V_{BE}, V_{CE}.

Quadripôle : 1 : **indice** des signaux d'entrée
2 : **indice** des signaux de sortie
11 : entrée — 12 : transfert en inverse
22 : sortie — 21 : transfert en direct.

COMPOSANTS DES CIRCUITS

① Pour les paramètres : internes au transistor (ou au tube) ⟶ minuscules
externes au transistor (ou au tube) ⟶ majuscules.

② Pour les indices : en continu ou valeurs statiques ⟶ majuscules
en alternatif ou valeurs dynamiques ⟶ minuscules.

Exemples :
– *Valeurs nominales en continu des composants externes :* R_A R_{G_2} R_E C_{G_2} C_E...
– *Valeurs des paramètres internes en alternatif :* c_{ag} c_{fk} r_{gk} $r_{bb'}$ r_{eb} r_{cb}...

SYMBOLES GRAPHIQUES POUR SCHÉMAS

Les symboles des pages 8 à 11 suivantes ne représentent qu'une faible partie de ceux que contiennent l'ensemble des normes NF C 03-201 à 211 éditées par l'AFNOR en 1984. Il faut y ajouter les numéros 212 *opérateurs logiques binaires* (1984) et 213 *opérateurs analogiques* (1979) : voir pages 225 et 226.

8	# GÉNÉRALITÉS ## SYMBOLES GRAPHIQUES	D'après normes NF C 03 202 à 211 1984

—	Courant continu
∿	Courant alternatif
∿ 400 Hz	Indication de la fréquence
	Fréquences: industrielles, acoustiques, radioélectr.
∿ / 3 N ∿	Courant: monophasé, triphasé avec neutre
	Courant continu et alternatif
	Courant ondulé
1 ∿ 50 Hz	Système monophasé, 50 Hz
3 ∿ 50 Hz 220 V	Système triphasé, 50 Hz, 220 V
3 N ∿ 50 Hz 380 V	Système triphasé avec neutre 50 Hz, 380 V
	Organe de commande d'un relais
	Relais électromagnétique
	Conducteur flexible
	Deux conducteurs (2 variantes)
n	n conducteurs
	Croisement de 2 conducteurs sans connexion élect.
	Double dérivation *(2 variantes)*

	Dérivation *(2 variantes)*
	Terre
	Masse (2 variantes)
	Masse mise à la terre
	Élément de pile ou d'accumulat.
	Batterie d'accumulateurs ou de piles
12 éléments 100 Ah	Indication des caractéristiques des éléments
	Interrupteur
	Disjoncteur
	Contacteur
	Rupteur
	Discontacteur
	Contact à commande manuelle
	Bouton poussoir retour automatique
	Commutateur à 4 directions
	Commutateur à 3 circuits indépendants

	Oscillographe
o	Compteur d'impulsions électriques
V, V, V, V-V	Voltmètre: Symbole général, à courant continu, à courant alternatif, différentiels
A, A, A	Ampèremètre: Symbole général, à courant continu, à courant alternatif
W	Wattmètre
φ	Phasemètre
Hz	Fréquencemètre
Ω	Ohmmètre
λ	Ondemètre
θ	Thermomètre Pyromètre
n	Tachymètre
	Redresseur en pont
G, G, G	Générat.: Symbole général, à courant continu, à courant alternatif
M, M, M	Moteur: Symbole général, à courant continu, à courant alternatif

D'après normes NF C 03 202 à 211 1984

GÉNÉRALITÉS

SYMBOLES GRAPHIQUES

- Variabilité intrinsèque
- **Variabilité intrinsèque non linéaire**
- Variabilité extrinsèque
- **Variabilité extrinsèque non linéaire**
- Ajustement prédéterminé
- **Variabilité extrinsèque continue**
- **Variabilité extrinsèque par échelons**
- **Indication du nombre d'échel.** (5)
- **Impédance** (Z)
- **Résistance**
- Résistance *(2 variantes)* Le rectangle doit être préféré
- Résistance avec prise fixe
- Potentiomètre à contact mobile
- Résistance variable
- Résistance ajustable
- **Thermistance** (-θ°C)
- Varistance (U)
- Inductance. Bobine *(2 variantes)* Le 1er symbole doit être préféré

- Bobine à noyau magnétique
- Noyau avec entrefer
- Inductance variable à noyau magnétique
- Bobine ajustable
- Inductance avec contact mobile
- Transformateur *(2 variantes)*
- Transformateur avec indication de polarité
- **Autotransformateur**
- Condensateur
- Condensateur avec indication de l'armature ext. ou mobile
- **Condensateur de traversée sans connexion de sortie**
- **Condensateur de traversée avec connexion de sortie sur une armature**
- Condensateur électrolytique *(2 variantes)* (+)
- Condensateur céramique correcteur de dérive (+, θ°C)
- Condensateur à semi-conducteur (+, U)

- **Condensateur variable**
- Condensateur ajustable
- **Condensateur différentiel règlable $C_1 + C_2 = $ Constante**
- **Condensateur variable à double armature mobile $C_1 = C_2$**
- **Couple thermo-électrique** (+, −)
- **Ligne de séparation d'un appareil**
- **Liaison mécan. Variante si l'espace disponible est faible**
- **Sens de mouvt : translation, rotation**
- **Commande par levier : entraînement rectiligne, entraînement circulaire**
- **Bornes**
- **Fusible**
- Fiche de connecteur *(2 variantes)*
- Prise de connecteur *(2 variantes)*
- Jonction de conducteur
- **Fiche et prise associées**
- **Fiche coaxiale**
- **Prise coaxiale**

10 GÉNÉRALITÉS
SYMBOLES GRAPHIQUES

D'après normes NF C 03 202 à 211 1984

Symbole	Désignation	Symbole	Désignation	Symbole	Désignation
	Enveloppe de tube. Ajouter un point pour tube à gaz		**Thyratron**		Diac
	Cathode : chauffage indirect *(2 variantes)*		**Stabilisateur de tension**		Triac
	Cathode : chauffage direct chauffage indir.		**Indicateur d'accord**		Thyristor Gachette N
	Cathode liquide : symbole général avec igniteur		**Oscilloscope**		Thyristor Gachette P
	Diode à vide		Tube luminescent *(Indicateur au néon)*		Transistor NPN *(PNP : inverser la flèche)*
	Triode		Tube fluorescent		Transistor NPN (Collecteur relié à l'enveloppe)
	Double triode		Tube photo-électrique		Transistor NPN à avalanche
	Pentode		Tube stabilisateur de tension		Transistor unijonction base type N
	Pentode avec connexion interne de g_3		Diode à S.C. *(2 variantes)* Le 1er symbole doit être préféré		TEC *(Transistor à effet de champ)* canal N
	Tétrode à faisceau électronique				TEC (= FET) Canal P.
	Hexode	$t°$	**Diode dépendant de la températ.**		TECGI *(TEC à grille isolée = MOST)* Canal P à enrichissement
	Triode-hexode		**Diode à capacité variable**		Photodiode
	Tube à rayons X		**Diode tunnel**		Phototransistor
	Photomultiplicateur		**Diode régulatrice de tension (Diode Zener)**		Cellule photovoltaïque
	Tube-compteur		Diode Schottky		Photorésistance
			Diode électroluminescente		

D'après normes NF C 03 202 à 211 1984

GÉNÉRALITÉS

SYMBOLES GRAPHIQUES

Symbole	Désignation
	Photocoupleur
	Magnétorésistance
	Générateur de Hall
G	Générateur
G 500 Hz	Générateur d'ondes sinusoïdales
G	Générateur de courants en dents de scie
G	Générateur d'impulsions
f_1 / f_2	Changeur de fréquence
f / nf	Multiplicateur de fréquence
f / f/n	Diviseur de fréquence
	Inverseur d'impulsion
	Amplificateur *(2 variantes)*
	Dispositif de préaccentuation
	Dispositif de désaccentuation
	Compresseur
	Expanseur
φ	Compensateur de phase
	Filtre : passe-bas, passe-bande, éliminateur
	Filtre passe-haut
	Ecrêteur
	Détecteur
	Correcteur de distorsion
	Modulateur ou démodulateur
Δt	Dispositif à retard
N	Ligne d'affaiblissement
	Amplificateur magnétique
φ	Déphaseur
	Microphone
	Écouteur
	Haut-parleur
	Tête de transductr
Symboles complémentaires	électrostatique, piézoélectrique
Symboles complémentaires	à bobine mobile, à fer mobile, magnétostrictif
Symboles complémentaires	stéréophonique, photoélectrique
Symboles complémentaires	électret
Exemples d'application	Microphone électrostatique
Exemples d'application	Ecouteur magnétique
Exemples d'application	Haut-parleur électrodynamique
Exemples d'application	Tête de lecture piézoélectrique stéréophonique
	Cadre
	Antenne à barreau de ferrite
	Antennes : symbole général, polarisation verticale, polarisation horizontale
	Antennes d'émission, de réception
	Doublet
	Doublet replié
n/	Doublet replié, n éléments directrs, un élément réflectr
	Voyant lumineux
	Voyant mécanique
	Câble coaxial *(symbole général)*
	Coaxial : conducteur externe relié à la masse
	Câble coaxial sous écran

I - CLASSIFICATION DE DESSINS

1° Schémas de principe

a) *Schémas fonctionnels (ou schémas synoptiques ou organigrammes)*

Ils indiquent sous une forme simplifiée les différents étages ; on inscrit dans un rectangle généralement la fonction de chaque étage et éventuellement les réglages.

Un exemple de schéma unifilaire est donné à la figure 1 en H1.

b) *Schémas développés*

Tous les éléments ayant une fonction électrique y sont représentés en utilisant les symboles conventionnels (*fig. 1*).

c) *Schémas équivalents*

Ils sont obtenus à partir des schémas développés. Ils sont destinés à faciliter un raisonnement ou ils servent de base de départ pour les calculs (*fig. 14* B3).

2° Dessins d'implantation

Ce sont des dessins d'ensemble (sans le câblage et les petits éléments électriques tels que résistances et condensateurs) montrant avec précision la forme, les dimensions, la disposition des pièces constituant la tôlerie, les accessoires et mécanismes fixés sur cette tôlerie. Les règles du dessin en construction mécanique sont applicables (disposition des vues, cotes, repères...).

3° Plans de câblage

Ils doivent représenter avec une précision aussi grande que possible la disposition des fils de câblage, des éléments électriques complémentaires aux dessins d'implantation tels que résistances et condensateurs. Les éléments de tôlerie et les pièces mécaniques peuvent être simplifiés et représentés en traits fins.

On peut utiliser les dessins de câblage traditionnel ou de circuits imprimés (*fig.* 2), ou des photographies du prototype.

Aucune norme n'existe pour préciser les traits à employer sur les plans de câblage. Si des traits conventionnels sont nécessaires pour différencier les fils de masse, HT +, secteur, chauffage, blindage, etc., il peut être utile de préciser ces conventions sur les dessins. Certaines firmes utilisent un code de couleurs.

Les valeurs sont inscrites sur les éléments, ou à défaut à côté.

4° Dessins de définition

Les dessins de définition de produit fini sont des dessins destinés à faire foi dans les relations entre services de conception et services de réalisation. Ils définissent complètement et sans ambiguïté les exigences auxquelles doit satisfaire le produit, dans l'état de finition prescrit.

Ils comportent les cotes fonctionnelles qui expriment directement les conditions requises et notamment celles d'interchangeabilité.

Exemples. — Dessin d'ensemble d'un réducteur, dessin de détail d'un pignon, etc.

5° Dessins d'opérations

Ce sont les dessins issus des dessins de définition et qui permettront la fabrication.

Exemples. — Dessins de découpage, de cambrage, d'usinage, d'assemblage, de contrôle, etc.

Ils ne comportent que les seules indications nécessaires à la réalisation de (ou des) opérations envisagées.



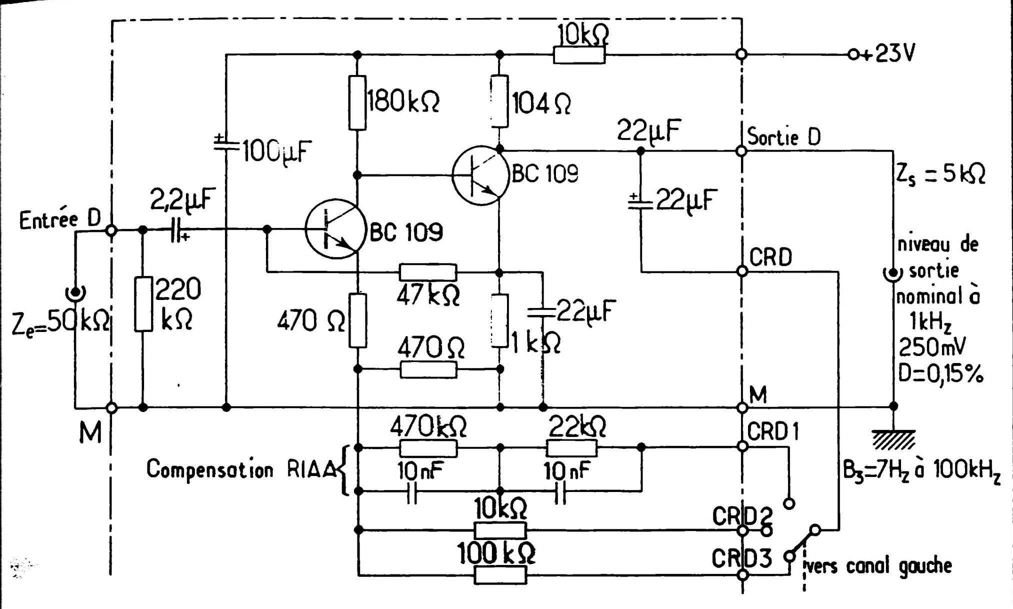


Fig. 1 — Schéma développé d'un préamplificateur stéréophonique. Seul le canal droit est représenté

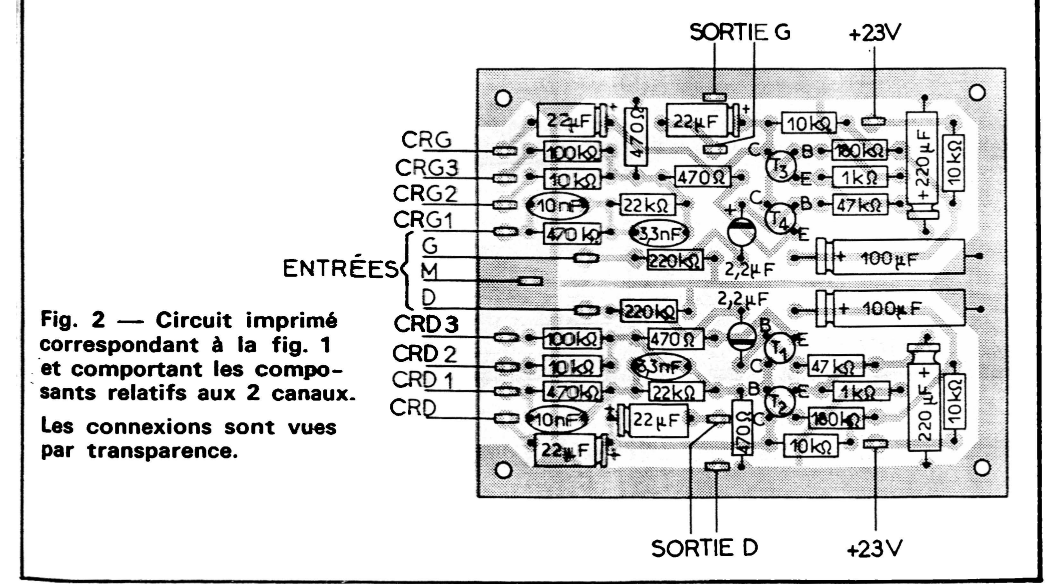


Fig. 2 — Circuit imprimé correspondant à la fig. 1 et comportant les composants relatifs aux 2 canaux.

Les connexions sont vues par transparence.

II - DISPOSITION DES SCHÉMAS

Nous donnons ici un certain nombre de principes qui ne sont pas absolus, mais qui doivent être appliqués chaque fois que possible afin de faciliter la lecture et la compréhension des schémas.

– Lecture horizontale de gauche à droite en respectant la disposition des étages donnée par les schémas fonctionnels. Le signal entre à gauche et sort à droite.

– Utiliser de préférence une ligne de masse et une ligne d'alimentation.

– En plaçant la ligne d'alimentation au-dessus des transistors et la ligne de masse en dessous, on obtient le minimum de coupures sur le schéma.

– Tous les étages de rétroaction, d'asservissement seront placés en-dessous de la ligne de masse et le signal va de droite à gauche.

– Les étages symétriques sont placés tête-bêche de part et d'autre de la ligne de masse: certains amplificateurs comportant un étage de sortie symétrique, les amplificateurs stéréophoniques, les oscillateurs des générateurs à battements.

– Les lignes de réaction négative doivent être dégagées des circuits normaux et peuvent être placées par exemple au-dessus des transistors ou au-dessous de la masse (*fig. 1*).

– Les circuits complexes d'impédances *R*, *L*, *C* doivent être tracés en respectant la disposition du circuit de base dont ils sont issus (circuits en *L*, en *T*, en *H*).

– On trouvera des compléments sur les dispositions des schémas en consultant la norme NFC 03-154 (1976) : « Schémas, diagrammes, tableaux, recommandations pour l'établissement des schémas des circuits - 43 pages ». Elle fournit en particulier des exemples complets de schémas développés montrant diverses dispositions recommandées.

III - NOMENCLATURES

1° Nomenclature électrique (*fig. 4*)

Elle ne comporte que les éléments électriques apparaissant sur le schéma développé. Des colonnes « fonction », « fournisseur », etc., peuvent éventuellement être ajoutées. Les désignations doivent être complètes et sans ambiguïté. En matériel professionnel, ces désignations sont longues (type, modèle, catégorie, classe), et les constructeurs adoptent une codification simplifiant les désignations (normes UTE, normes internes, notices des constructeurs).

Les repères comportent une lettre caractéristique du type de matériel et un numéro d'ordre. Le schéma développé montre les éléments :

– avec valeurs sans repères s'il n'y a pas de nomenclature (*fig. 1*) ;
– avec repères sans valeurs ;
– avec repères et valeurs (*fig. 3*). C'est une méthode plus longue mais facilitant la lecture et évitant des erreurs.

Sur les schémas compliqués, il peut être utile d'ajouter une grille de recherche : les repères sont placés dans la grille à l'alignement de l'élément correspondant du schéma.

2° Nomenclature mécanique

Elle est annexée au plan de câblage et comporte tous les éléments mécaniques de réglage ou de fixation (chassis, accouplements, œillets, axes, etc.). On groupera les pièces par affinités : pièces normalisées, pièces standardisées, etc.

Les nomenclatures sont écrites à la main, au normographe ou à la machine à écrire.

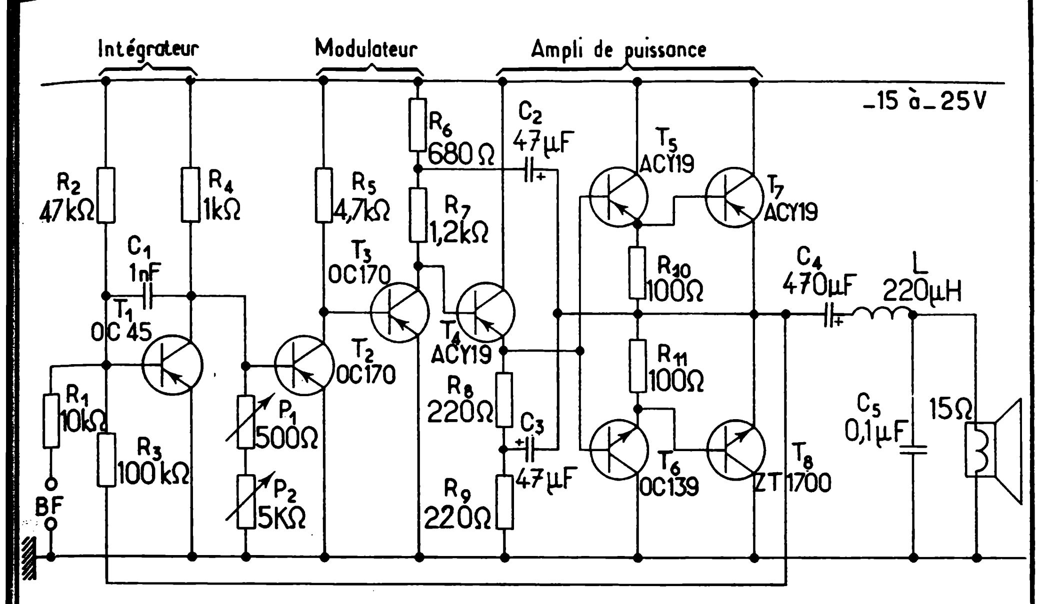


Fig. 3 — Exemple de schéma développé. Amplificateur classe D à boucle de réaction positive

T1	Transistor	AC 125					Ampli. B.F.
Tr 1	Transformateur	Adaptation B.F.	7kΩ, 2Ω				
L1	Bobine	Noyau stéatite	2,75 mH			± 10	Sous blindage
P1	Potentiomètre	Au graphite	500 kΩ		1	± 20	Linéaire
R2	Résistance	Bobinée	1 000 Ω		10	± 10	
R1	Résistance	Agglomérée	27 kΩ		1/4	± 5	
CV1	C. variable	A air	490 pF				
C2	C. ajustable	Au mica	6-10 pF	100			
C1	Condensateur	Céramique	470 pF	500		± 10	Tubulaire
Rp	DÉSIGNATION	TYPE	VALEUR	U(V)	P(W)	Tol (%)	OBSERVATION

Fig. 4 — Exemple de nomenclature

REDRESSEMENT
UNE ALTERNANCE

I - DÉFINITION

Le redressement d'un courant alternatif est une opération par laquelle un courant alternatif est transformé en courant unidirectionnel.

II- PRINCIPAUX TYPES DE REDRESSEURS

Actuellement les redresseurs au silicium ont supplanté tous les autres dispositifs. Ils peuvent redresser des tensions alternatives de plus de 1000 V avec un courant direct moyen atteignant 70 A (refroidissement à air naturel).

Pour les alimentations de petite puissance il existe des ponts de Graëtz miniatures enrobés sous résine époxy (1).

III - REDRESSEMENT A UNE ALTERNANCE

1° Débit sur résistance pure

a) *ρ négligeable devant la résistance d'utilisation R_u (fig. 1 à 3)*

Le débit ne provoque, à travers la diode, qu'une chute de tension négligeable et l'expression de la tension moyenne est :

$$\boxed{\overline{V} = \hat{V}/\pi.}$$

b) *ρ non négligeable devant R_u (2) (fig. 4 et 5)*

$$\overline{V} = \frac{\hat{V}}{\pi(1+\rho/R_u)} = R_u \overline{I}.$$

ρ/R_u petit : redressement à tension élevée, petite puissance. Prendre $R_u > 100\ \rho$.

ρ/R_u grand : redressement à tension faible, grande puissance. Prendre $R_u \approx 10\ \rho$.

c) *Variantes*

Sans transformateur (fig. 6) : économique, tension d'utilisation peu différente de la tension du secteur.

Avec transformateur (fig. 7) : encombrant, lourd et cher. Les tensions obtenues dépendent du rapport de transformation. Bonne sécurité, car le secteur n'est pas appliqué directement sur l'utilisation (saturation du transformateur).

Avec auto-transformateur (fig. 8) : plus économique que le précédent, mais le circuit d'utilisation n'est plus isolé du secteur.

2° Débit sur résistance avec C d'entrée *(fig. 9 à 13)*

Le condensateur d'entrée diminue considérablement le taux d'ondulation et augmente la tension et le courant redressés. Prévoir éventuellement, quel que soit le montage, une résistance additionnelle de sécurité en série avec le redresseur.

Le taux d'ondulation (3) sera d'autant plus faible que la constante de temps du circuit de décharge sera plus grande devant la période T :

$$R_u C \gg T \qquad R_u C f \gg 1 \qquad \text{avec } T = 1/f.$$

R_u et f étant déterminés, on a intérêt à utiliser un condensateur C grand. Néanmoins on est limité dans sa valeur par l'intensité maximale tolérée par la diode. Le débit serait exagéré lors de la mise en service.

Dans tous les cas de redressement monoalternance la tension inverse maximale supportée par le redresseur est $\hat{V}$: choisir sur catalogue $V_{RWM} \geqslant \hat{V}$.

(1) Voir les modèles et les caractéristiques des redresseurs sur l'ouvrage de technologie d'électronique, du même auteur.
(2) Remplacer ρ par la résistance équivalente de source ($\rho + r_2 + n^2 r_1$) dans les formules ci-dessus lorsqu'on emploie un transformateur (*fig. 7*).
(3) Taux d'ondulation : rapport de la valeur efficace de l'ondulation à la valeur moyenne de la grandeur ou à la valeur continue dans le cas de débit sur condensateur.

REDRESSEMENT

UNE ALTERNANCE

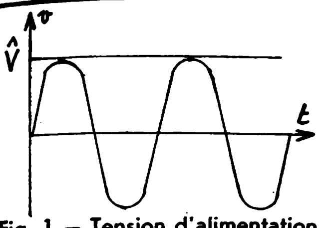


Fig. 1 — Tension d'alimentation

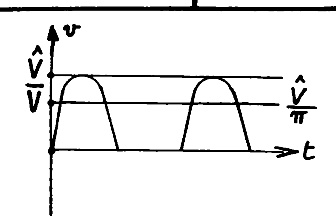


Fig. 2 — Schéma type

Fig. 3 — Tension redressée

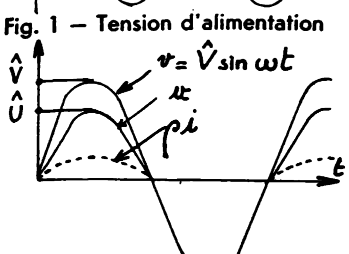
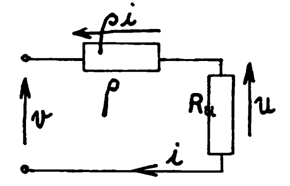


Fig. 4 — Graphique des tensions



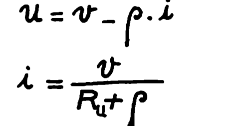


Fig. 5 — Schéma équivalent

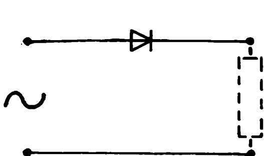


Fig. 6 — Sans transformateur

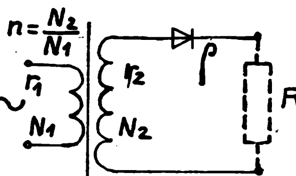


Fig. 7 — Avec transformateur

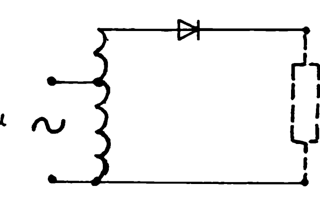


Fig. 8 — Avec auto-transformateur

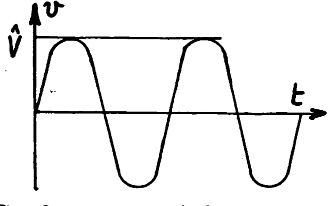


Fig. 9 — Tension d'alimentation

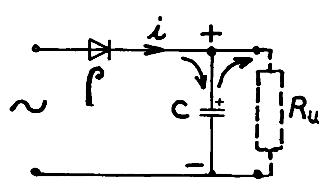


Fig. 10 — Schéma type

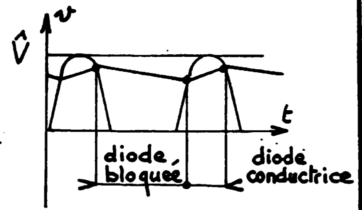


Fig. 11 — Tension redressée

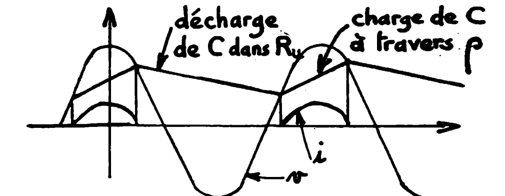


Fig. 12 — Débit sur condensateur

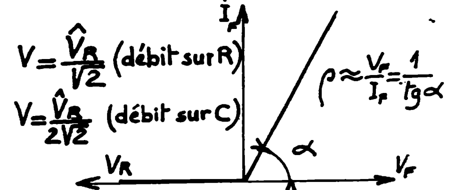


Fig. 13 — Caractéristique de redressement

IV - REDRESSEMENT DE DEUX ALTERNANCES

L'utilisation de deux alternances permet :

– de diviser par deux l'intensité instantanée, ce qui soulage le redresseur ;

– de doubler la fréquence d'ondulation (100 Hz) avec diminution du taux d'ondulation facilitant ainsi le filtrage [1] ;

– d'augmenter la tension continue obtenue, toutes autres valeurs étant égales.

1° Transformateur à point milieu

a) *Débit sur résistance pure (fig. 14)*

Les deux alternances sont utilisées (*fig. 16*). Le sens des courants instantanés pendant les deux alternances est indiqué sur la figure.

Si la résistance directe ρ est négligeable [2] : $\bar{V} = 2\frac{\hat{V}}{\pi}$.

Si la résistance ρ n'est pas négligeable devant la résistance R_u :

$$\bar{V} = \frac{2\hat{V}}{\pi(1 + 2\rho/R_u)}.$$

b) *Débit sur condensateur*

Influence des paramètres pour débit sur condensateur C d'entrée (*fig. 17*) :

V augmente si la résistance d'utilisation R_u augmente, si ρ diminue ;

ΔV diminue si R_u augmente, si C augmente (c'est-à-dire si la constante de temps $\tau = R_u C$ augmente).

Dans les deux cas choisir le redresseur tel que $V_{RWM} \geqslant \hat{V}$ (tension max. inverse supportée).

2° Pont de Graëtz (*fig. 15*)

La tension redressée a les mêmes propriétés que celle obtenue avec transformateur à point milieu.

La tension inverse supportée par chacune des diodes est deux fois plus faible que dans le cas d'un transformateur à point milieu. (Emploi plus fréquent avec les redresseurs au silicium.)

Le montage peut être utilisé sans transformateur, et dans le cas où celui-ci est nécessaire, il faut deux fois moins de spires au secondaire et 2 sorties au lieu de 3 (transformateur moins coûteux).

Actuellement les redresseurs au silicium ont remplacé les autres types, étant donné leurs caractéristiques remarquables et leur bas prix de revient. Il est souvent nécessaire de prévoir une résistance additionnelle R_s en série avec le redresseur afin de le protéger contre la surintensité au départ. (Le condensateur d'entrée non encore chargé constituant un court-circuit.)

Si le courant débité est élevé, on utilise après le redresseur une inductance d'entrée, ce qui permet de diminuer la valeur du condensateur d'entrée et la valeur des pointes de courant. Ce montage n'est utilisé que pour le redressement double alternance car, en monoalternance, la valeur de la bobine devient excessive (*fig. 18*).

Pour éviter les tensions transitoires supérieures à V_{RSM} [3] on place soit au primaire, soit au secondaire, un circuit RC dit d'amortissement.

Une autre disposition (*fig. 19*) permet d'obtenir deux tensions symétriques par rapport à la masse. Ce schéma est particulièrement bien adapté à l'alimentation des amplificateurs opérationnels.

(1) Noter qu'une ondulation à 50 Hz, bien que plus difficile à filtrer qu'une ondulation à 100 Hz, est moins décelée par l'oreille (*voir* courbes d'isosentation de l'oreille).

(2) Remplacer ρ par la résistance équivalente de source ($\rho + r_2 + n^2 r_1$) dans les formules ci-dessus lorsqu'on emploie un transformateur.

(3) V_{RSM} : tension inverse de pointe accidentelle que peut supporter le redresseur.

REDRESSEMENT

DEUX ALTERNANCES

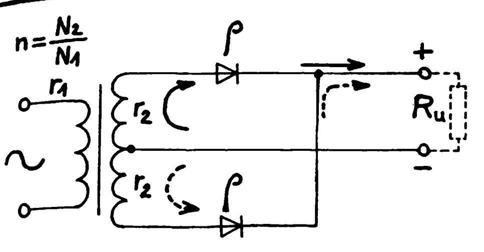


Fig. 14 — Transformateur à point milieu

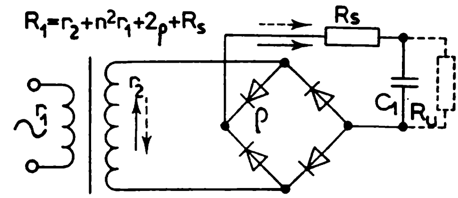


Fig. 15 — Pont de Graëtz, débit sur C

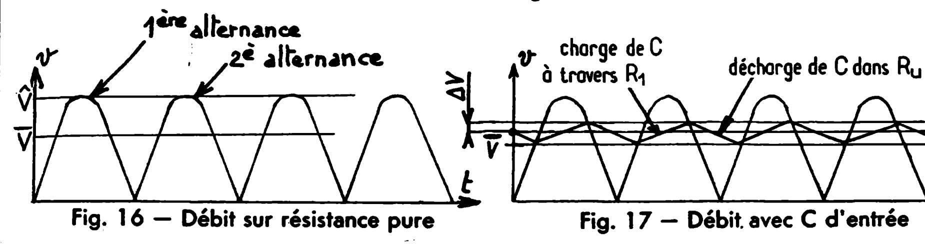


Fig. 16 — Débit sur résistance pure

Fig. 17 — Débit avec C d'entrée

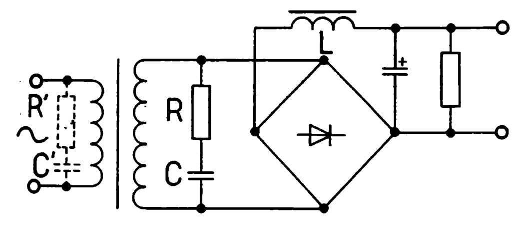


Fig. 18 — Pont de Graëtz, débit sur L

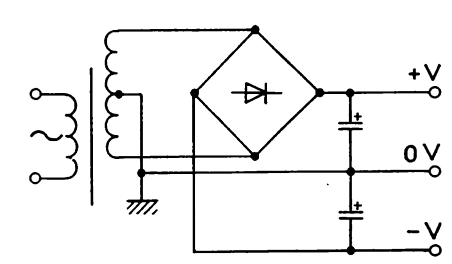


Fig. 19 — Pont de Graëtz. Autre disposition

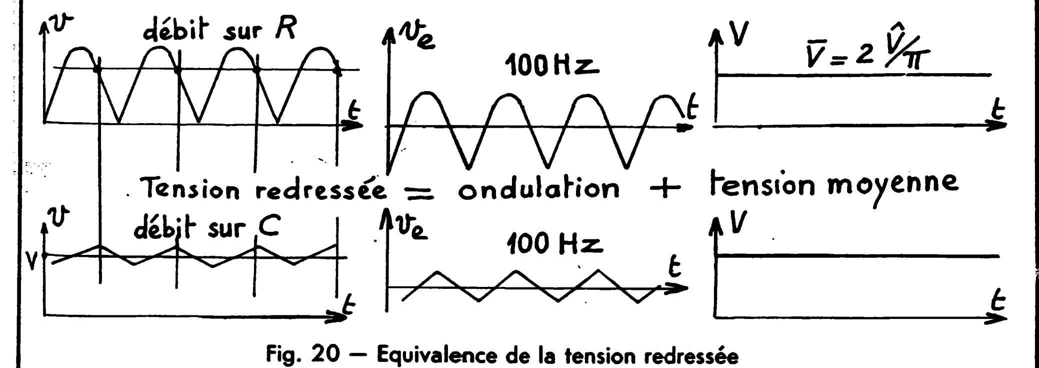


Fig. 20 — Equivalence de la tension redressée

REDRESSEMENT
FILTRAGE_DOUBLEURS DE TENSION

V - FILTRAGE

Les filtres utilisés ici sont des filtres passe-bas qui doivent laisser passer le courant continu ($f = 0$) et arrêter le courant alternatif ($f = 50$ ou 100 Hz).

La figure 20 montre que la tension redressée équivaut à la somme d'une tension alternative et d'une tension continue.

A la sortie du filtre, on ne doit plus retrouver que la tension continue. Les condensateurs de filtrage sont montés en parallèle sur la charge, car leur impédance doit être faible vis-à-vis de celle de la charge

$$Z = \frac{1}{2\pi f C} \ll R_L .$$

Les formules donnant l'efficacité des filtres (pour courants faibles) sont les suivantes :

- Filtre LC (*fig. 21*) efficacité $a = v_e / v_s \approx \omega^2 LC$
- Filtre RC (*fig. 22*) efficacité $a = v_e / v_s \approx \omega RC$

Ce filtre est moins efficace, mais moins onéreux.

- Filtres en cascade (*fig. 24*) efficacité $a = a_1 \cdot a_2$

Ce montage permet d'avoir éventuellement une prise (+ HT) pour intensité élevée.

Choisir pour l'efficacité les valeurs suivantes :

$1/a < 5\,\%$ pour l'alimentation d'amplificateurs RF non modulée ;
$1/a < 2{,}5\,\%$ pour l'alimentation d'amplificateurs RF modulée ;
$1/a < 0{,}5\,\%$ pour l'alimentation de radio récepteurs ou d'amplificateurs AF de puissance ;
$1/a < 1\,\%$ pour l'alimentation d'étages oscillateurs ;
$1/a < 0{,}1\,\%$ pour l'alimentation d'étages préamplificateurs ou de correcteurs AF.

Filtre avec condensateur C d'entrée (*fig. 23*). Nous avons vu le rôle du condensateur (il diminue l'ondulation).

Filtre avec inductance L d'entrée (*fig. 24*) utilisé dans le cas de débits élevés.

VI - DOUBLEURS DE TENSION

Ces montages ne nécessitent pas l'emploi d'un transformateur. Ils fournissent au maximum $2\hat{V}$ à vide, alors que les montages précédents ne fournissent que $\hat{V}$.

Inconvénient : le circuit d'utilisation n'est pas séparé du secteur.

1° Montage Latour (*fig. 25 et 26*) ou doubleur en pont

Le condensateur C_1 se charge pendant une alternance et le condensateur C_2 pendant l'autre alternance.

Les tensions des deux condensateurs s'ajoutent pour alimenter la charge. A vide, on a : $\bar{V} = 2\hat{V}$.

La (HT +) n'est pas fixée par rapport au secteur (montage flottant).

2° Montage Schenkel (*fig. 27*) ou doubleur de tension inverse

Pendant une alternance le condensateur C_1 se charge à travers le redresseur S_1 à la tension $\hat{V}$.

Pendant l'alternance opposée le redresseur S_1 est soumis à la tension $2\hat{V}$.

Le condensateur C_2 se charge à travers le redresseur S_2 sous la tension $2\hat{V}$.

Inconvénient : le condensateur C_1 subit le passage d'un courant alternatif. La tension d'ondulation est plus grande que dans le montage précédent.

VII - MULTIPLICATEURS DE TENSION

Montage Greinacher (*fig. 29*) ou multiplicateur en échelle. Il est constitué par une suite de doubleurs Schenkel en série ; la tension inverse $2\hat{V}$ aux bornes du redresseur S_2 est utilisée pour charger un troisième condensateur, et ainsi de suite.

Un tripleur peut être constitué par un doubleur Schenkel, plus un redresseur simple en série (*fig. 28*), un quadrupleur par 2 doubleurs en série.

REDRESSEMENT

FILTRAGE_DOUBLEURS DE TENSION

v_e et v_s : tensions alternatives d'entrée et de sortie

v_s : appelée aussi tension résiduelle ou tension de ronflement

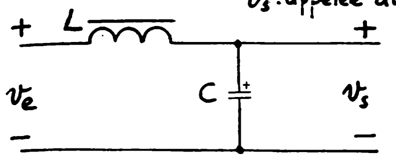


Fig. 21 — Filtre L C

Fig. 22 — Filtre R C

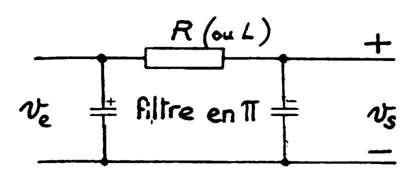


Fig. 23 — Filtre avec C d'entrée

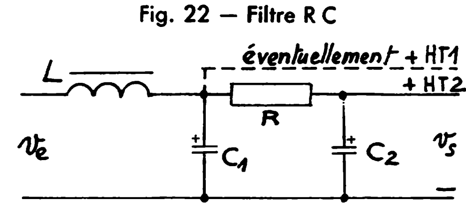


Fig. 24 — Filtre avec L d'entrée

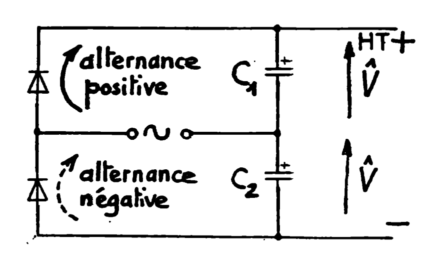


Fig. 25 — Doubleur de tension Latour

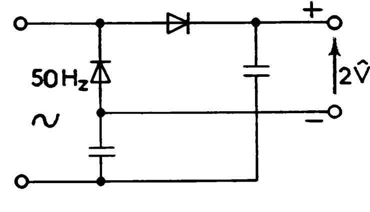


Fig. 26 — Autre disposition

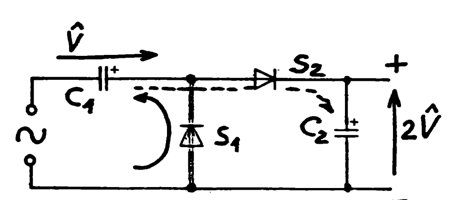


Fig. 27 — Doubleur de tension Schenkel

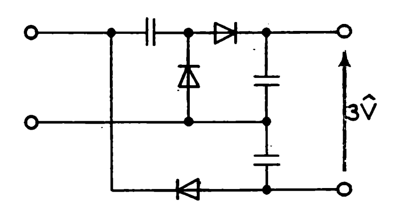


Fig. 28 — Tripleur de tension

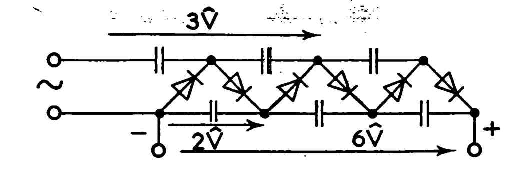


Fig. 29 — Multiplicateur de tension. Montage Greinacher

VIII - STABILISATION DE LA TENSION ALTERNATIVE DU SECTEUR

Elle a pour but de stabiliser la tension d'utilisation malgré des variations de la tension alternative du secteur pouvant atteindre 10 à 15 %.

1° Transformateur à fer-saturé (*fig. 30*)

Un flux magnétique unidirectionnel produit par un enroulement supplémentaire traversé par un courant continu se superpose au flux alternatif déterminé par le courant alternatif du secteur. Le transformateur travaille ainsi près de la saturation et le courant est limité.

La puissance de commande est de 0,3 à 3 % de la puissance totale utile. Ce système est surtout utilisé pour des appareils professionnels avec des puissances assez élevées.

2° Transformateur à ferro-résonance (*fig. 31*)

Pour certaines valeurs de C et L à la fréquence du secteur, le courant du circuit atteint une valeur limite à la résonance qui ne dépend plus guère de la tension. Si la tension du secteur varie entre 90 et 130 volts par exemple, la tension au secondaire ne varie que de 108 à 112 volts.

3° Réguvolt (*fig. 32*)

C'est un régulateur de tension du type magnétique qui combine les deux systèmes précédents «fer-saturé» et «ferro-résonance». Il comporte, en plus des enroulements primaire et secondaire, un enroulement compensateur bobiné sur le primaire et créant au secondaire une tension en opposition de phase avec les variations entre A et B. Le shunt magnétique S dérive le flux magnétique lorsque le secondaire arrive près de la saturation.

Le condensateur C a pour but de parfaire la stabilisation par suite de la résonance.

La tension de sortie est stabilisée à ± 1 % pour des variations de la tension du secteur de ± 15 %.

IX - STABILISATION DE LA TENSION CONTINUE PAR DIODE ZENER

1° Caractéristiques

Ce sont des diodes au silicium dont on utilise la caractéristique inverse (*fig. 33*). On remarque que la tension reste pratiquement constante pour une variation importante du courant. Le claquage de la jonction n'est pas destructif tant que la température de jonction maximale n'est pas dépassée ($I_R < I_{max}$).

– La tension stabilisée, pour un élément, va de 2 V à 75 V.

– Le courant inverse maximal est compris entre 5 mA et 2 A suivant diode.

– Le coefficient de température est négatif ($V_Z < 5$ V). ou positif ($V_Z > 5$ V). Il en résulte un facteur de variation S_Z allant de – 2 à + 50 mV/°C pour la série de diodes de 2 V à 75 V. Ce sont les diodes de 7 à 10 V qui présentent la meilleure caractéristique de régulation.

2° Schéma (*fig. 34*)

Le calcul de la résistance de stabilisation se fait pour maintenir V_L sensiblement constante si V_B varie (stabilisation amont) ou si I_L varie (stabilisation aval). Pour avoir un bon facteur de stabilisation (1) on choisit $V_B = 2\ V_L$.

Une diode zéner se comporte vis-à-vis de la tension résiduelle de ronflement de secteur comme un condensateur de plusieurs milliers de microfarads.

3° Variantes (2)

Fig. 35 - Régulation par deux diodes en série : cette disposition permet de stabiliser des tensions plus élevées avec prise intermédiaire.

Fig. 36 - Régulation par cellules en cascade : le facteur de stabilisation global est le produit des facteurs de stabilisation de chaque cellule. La tension de sortie peut être ajustée par R_2.

Fig. 37 - Source de très faible tension de référence.

(1) Facteur de stabilisation : $S_F = \frac{\Delta V_Z}{V_Z} \cdot \frac{V_B}{\Delta V_B}$. Il doit être le plus faible possible.

(2) Voir aussi source de tension de référence avec ampli opérationnel en D11.

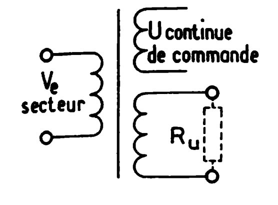


Fig. 30 — **Transformateur à fer saturé**

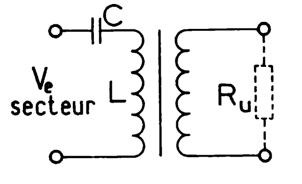


Fig. 31 — **Transformateur à résonance**

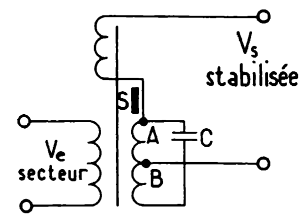


Fig. 32 — **Réguvolt**

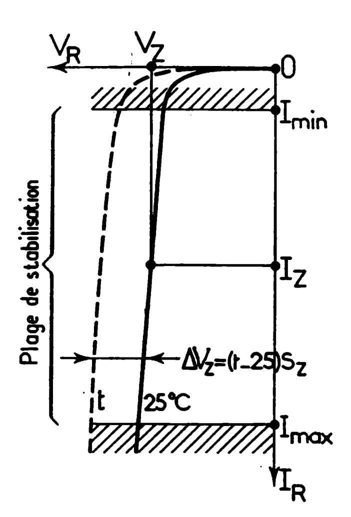


Fig. 33 — **Caractéristique courant -tension d'une diode Zéner**

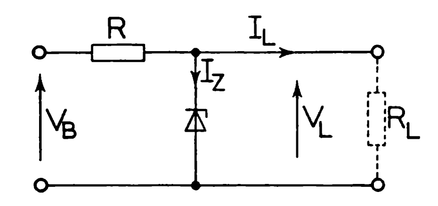


Fig. 34 — **Régulation par diode Zéner**

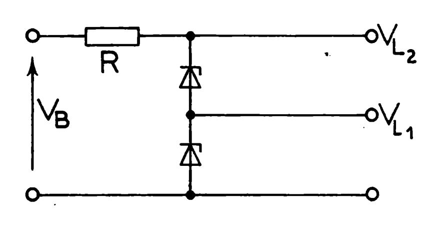


Fig. 35 — **Régulation par 2 diodes en série**

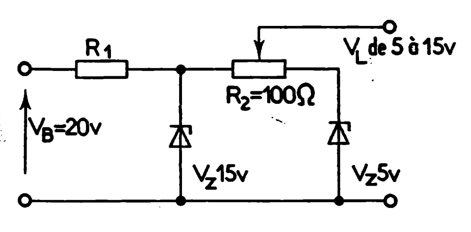


Fig. 36 — **Régulation par cellules en cascade**

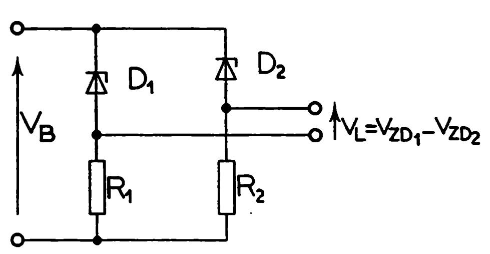


Fig. 37 — **Source de très faible tension de référence**

X - STABILISATION D'UNE TENSION CONTINUE PAR TRANSISTOR

Les inconvénients de la stabilisation par diode de régulation sont :

– la gamme des courants dans la charge, limitée ;

– le facteur de stabilisation $S = dV_L / dV_B$ qui ↗ si I_L ↗ ;

– le courant maximal dans la charge, qui doit être inférieur au courant maximal dans la diode, car si on débranche accidentellement la charge R_L, la diode est endommagée.

On obtient donc une grande amélioration en utilisant les stabilisations à transistors. Le facteur de stabilisation peut devenir inférieur à 1%.

1° Stabilisation par transistor en parallèle (*fig. 38*)

Elle est réservée aux alimentations de forte puissance.

a) *Stabilisation amont*

Si $|V_B|$↗ $|V_{BE}|$↗ $|I_B|$↗ $|I_C|$↗ d'où la chute de tension dans R↗, soit une variation de V_L beaucoup plus faible.

b) *Stabilisation aval*

Si on remplace R'_B par une diode Zener, la tension à ses bornes est sensiblement constante avec $\Delta I_Z \approx \Delta I_L / h_{21E}$. Si $|V_L|$↗ $|V_{BE}|$↗ $|I_E|$↗ soit $|V_R|$↗ donc $|V_L|$↘. On constate bien l'effet de régulation.

2° Stabilisation par transistor en série (*fig. 39*)

a) *Stabilisation amont*

Le transistor peut être considéré en montage EC, d'où une variation ΔV_{BE} qui est h_{21E} fois < que $\Delta V_{CE} \approx \Delta V_{CB}$ proportionnelle à ΔV_B.

b) *Stabilisation aval*

On peut considérer si $V_B = C^{te}$ le transistor monté CC, avec $r_s \approx 1/g_m$ (10 à 100 Ω). L'alimentation est un générateur de courant à faible résistance interne, d'où V_L est plus constante si I_L varie.

3° Stabilisation avec tension de référence (*fig. 40*)

Lorsqu'on remplace R'_B par une diode Zener (ou un fort condensateur) sa tension aux bornes étant constante, elle est dite tension de référence et seule la variation aux bornes de R_B intervient.

L'emploi d'un potentiomètre permet de régler V_L entre 0 et V_Z environ (à V_{BE} près).

4° Stabilisation asservie ou amplifiée (*fig. 41*)

T_1 : transistor ballast amplificateur de courant.

T_2 : transistor comparateur amplificateur de tension d'erreur.

Le potentiel de base de T_2 est asservi au potentiel de sortie.

On peut raisonner sur les variations de tensions et courants, ou plus directement voir s'il y a bien asservissement en faisant le total des déphasages le long de la boucle suivie par le signal de contre-réaction (voir chapitre C). On doit obtenir 180° (opposition de phase). Ici partant du curseurs de P le signal entre sur la base de T_2, sort sur le collecteur de T_2 (180°) entre sur la base de T_1, ressort sur l'émetteur de T_1 (0°). Total 180° : il y a bien opposition de phase.

– Les variations de V_L sont réduites à moins de 1/1 000 de ΔV_B.
– T_2 compare une fraction de la tension de sortie à la tension de référence.
– Le potentiomètre P permet d'ajuster la valeur de V_L.
– La sensibilité ↗ car on applique sur la base de T_1 la variation $\Delta V_L \cdot A_{VT_2}$.
– Le facteur de stabilisation est divisé par h_{21T_2}.
– La résistance interne de l'alimentation est divisée par A_{VT_2}.
– C rend le montage moins sensible aux perturbations dues aux fréquences élevées.

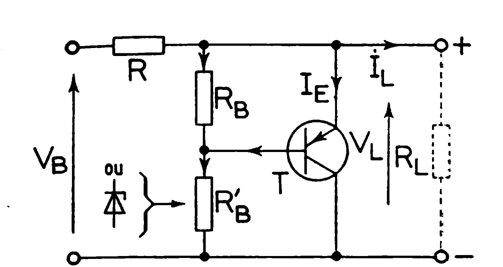


Fig. 38 — Stabilisation par T en parallèle

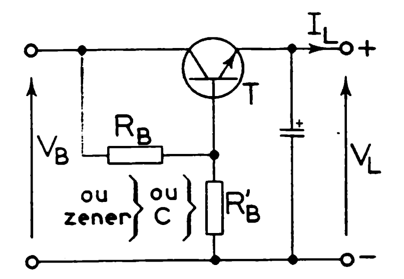


Fig. 39 — Stabilisation par T en série

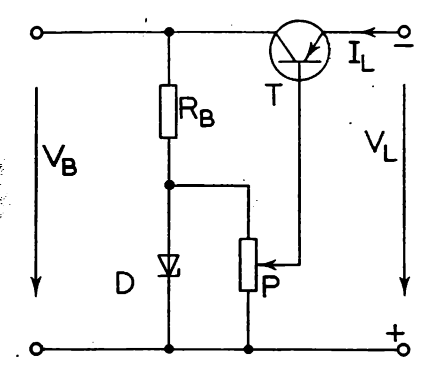


Fig. 40 — Variante de la fig. 39

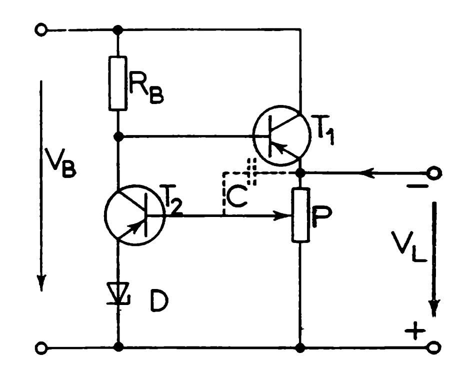


Fig. 41 — Stabilisation asservie

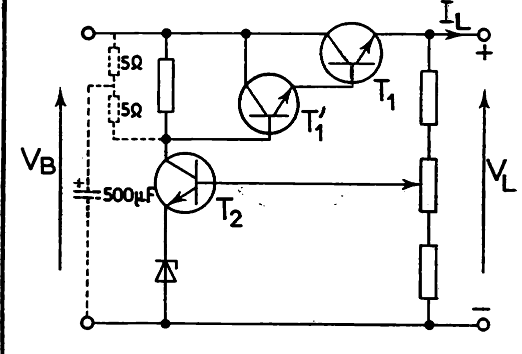


Fig. 42 — Accroissement de $I_{L\,max}$

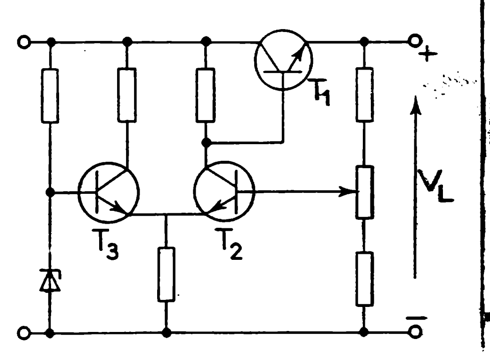


Fig. 43 — Réduction de l'effet dû à Δt par montage différentiel

Variantes : *Fig. 42* - L'emploi d'un montage Darlington à la place de T_1 permet d'augmenter le courant maximal dans la charge et de réduire la résistance de sortie du montage. Le filtre en pointillés permet une réduction du taux d'ondulation.

Fig. 43 - L'emploi d'un amplificateur différentiel à la place de T_2 permet de réduire l'effet des variations de température Δt surtout sensible sur le transistor $T_2(V_{BET_2} \nearrow)$. Avec une paire différentielle l'augmentation est la même sur T_2 et T_3 et les deux tensions comparées sont indépendantes de t (dérive thermique $< 10\ \mu V/°C$).

5° Limitation de courant (*fig. 44*)

Lorsque I_L atteint une certaine valeur, V_R atteint la tension de seuil (V_{BET_2} = 0,6 à 0,8 V) qui rend T_2 conducteur, $|V_{CET_2}| = |V_{BET_1}| \searrow$ d'où $I_{BT_1} \searrow$ et $|V_{CET_1}| \nearrow$ (voir caractéristiques $I_C(V_{CE})$ des transistors avec droite de charge). La tension V_L s'effondre en sortie. La deuxième partie de la courbe $V_L(I_L)$ peut être utilisée comme principe de régulateur de courant. Une diode électroluminescente dans le circuit dérivé de T_2 permet de signaler le dépassement du seuil (surcharge).

Une variante (montage à disjoncteur ou à délestage) est utilisée sur les alimentations stabilisées à circuits intégrés (*fig. 45*). Dans ce cas le courant de sortie s'effondre en même temps que la tension.

6° Stabilisation à circuits intégrés

Les principes étudiés ci-dessus servent de base à la réalisation d'alimentations stabilisées à circuits intégrés : régulation série (*fig. 46*) ou parallèle, avec amplificateur de courant supplémentaire à transistors pour forts débits (*fig. 47*). Leur avantage réside dans la réduction des prix et de l'encombrement. On peut équiper ainsi chaque carte de circuits intégrés d'une alimentation stabilisée individuelle.

L'intégration comprend généralement :

- un ballast,
- un ampli. de comparaison.
- une diode Zener ou mieux une tension de référence élaborée à partir d'un transistor et donnant une régulation plus stable dans le temps.
- une protection limitant le courant de sortie,
- une protection thermique.
- une protection de la charge en cas de court-circuit du ballast.

7° Stabilisation d'intensité (*fig. 48*)

Si $|I_L| \nearrow$ la chute de tension dans $R_1 \nearrow$, comme $V_Z = C^{te}$, $|V_{BET_1}| \searrow$ d'où $|I_B| \searrow$ et $|I_L| \searrow$. Il y a bien régulation. Avec un transistor supplémentaire on peut réaliser une alimentation de puissance (*fig. 49*). Les alimentations stabilisées en courant ont des résistances internes de quelques dizaines de kΩ.

8° Alimentations à découpage (*fig. 56*)

Elles sont réservées pour des alimentations à forte consommation (Téléviseurs...).

Avantages : Le poids et le volume sont divisés par 6 à 10 et le rendement atteint 70 à 80 % (30 à 50 % pour une alimentation ordinaire qui nécessite des radiateurs de grandes dimensions pour dissiper l'énergie perdue).

Suppression du transformateur de secteur, volumineux. Il est remplacé par un transfo. d'impulsions à ferrite dont les pertes magnétiques sont réduites et qui supporte un fort courant sans saturation.

Inconvénients : Facteur de stabilisation moins bon que les alimentations à régulation série (10^{-3} au lieu de 10^{-4}). Courant de départ important (forte chute en ligne). Il faut des blindages efficaces pour éviter les parasites provoqués par la tension hachée à 20 kHz.

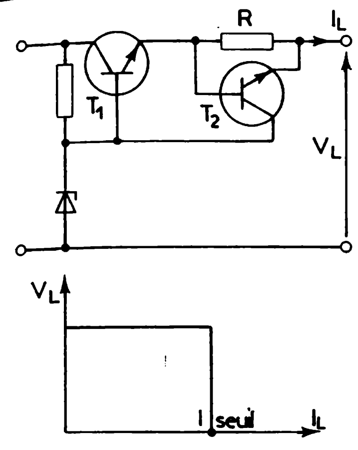
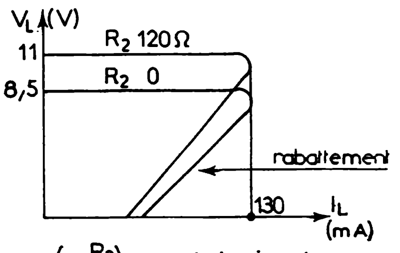


Fig. 44 — Limitation de courant



$V_L = V_1\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_G R_2$ (voir Fig 46)

$V_B = 18V$

$V_L = 8,5$ à 11 V

$R_S \approx 100$ mΩ (résistance de sortie)

Fig. 45 — Caractéristiques du TBA 435

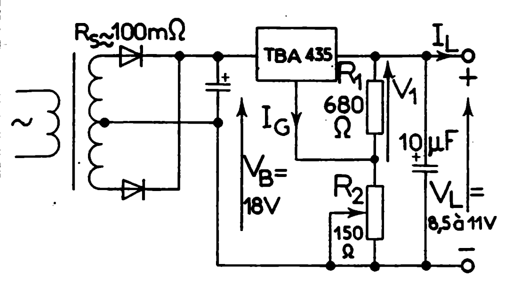


Fig. 46 — Alimentation à circuit intégré
R_S = 100 mΩ — Sortie réglable 8,5 à 11 V
I_L < 130 mA S ⩽ 1 %

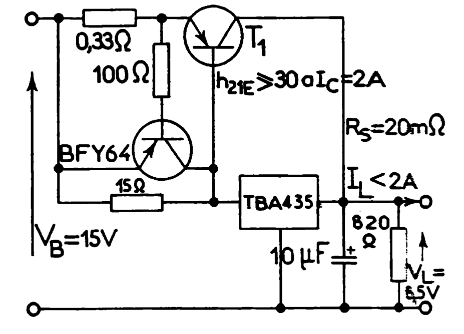


Fig. 47 — Alimentation à circuit intégré de puissance I_L < 2 A

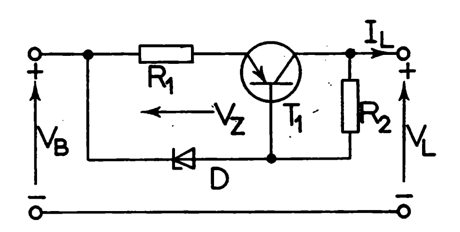


Fig. 48 — Régulation d'intensité

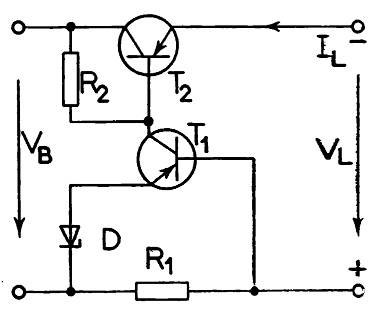


Fig. 49 — Régulation d'intensité de puissance

REDRESSEMENT
APPLICATIONS

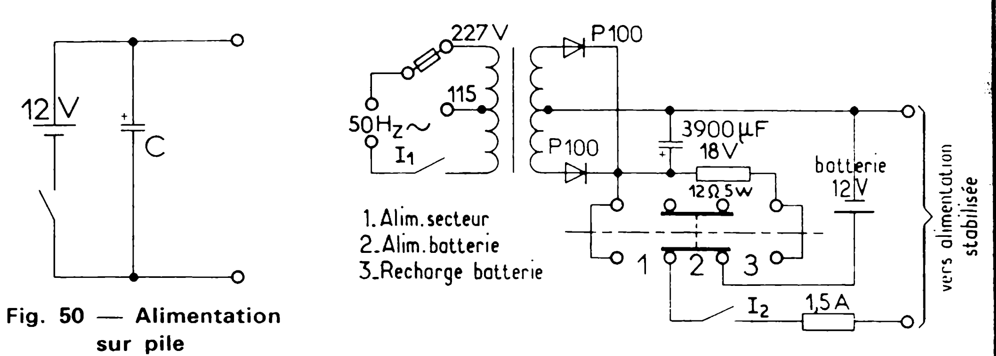


Fig. 50 — Alimentation sur pile

Fig. 51 — Alimentation mixte batterie-secteur

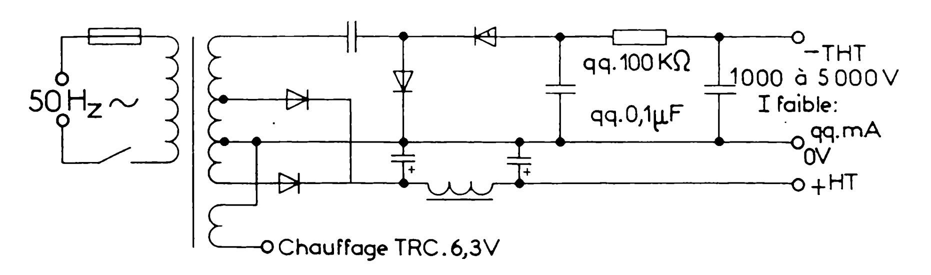


Fig. 52 — Alimentation pour oscillographe

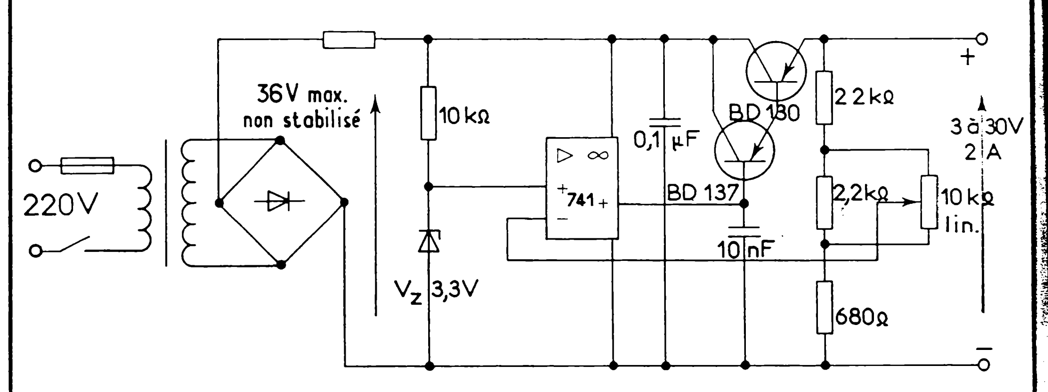


Fig. 53 — Alimentation stabilisée avec circuit intégré

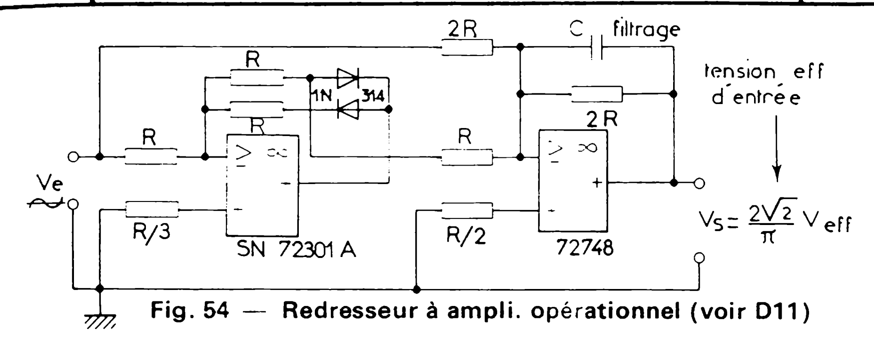


Fig. 54 — Redresseur à ampli. opérationnel (voir D11)

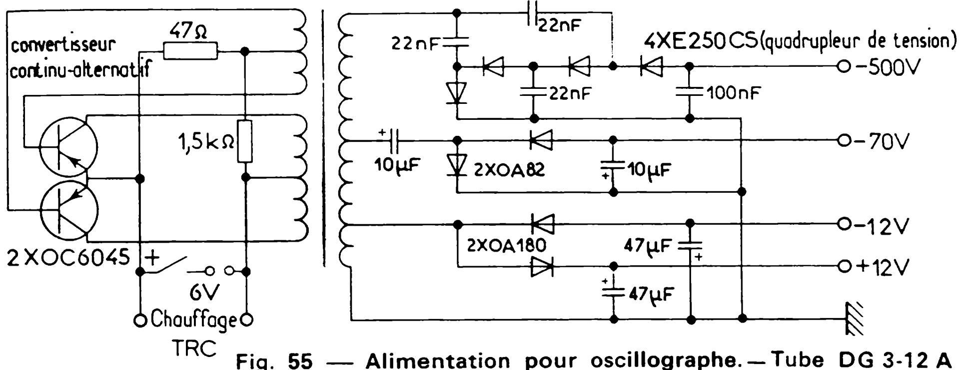
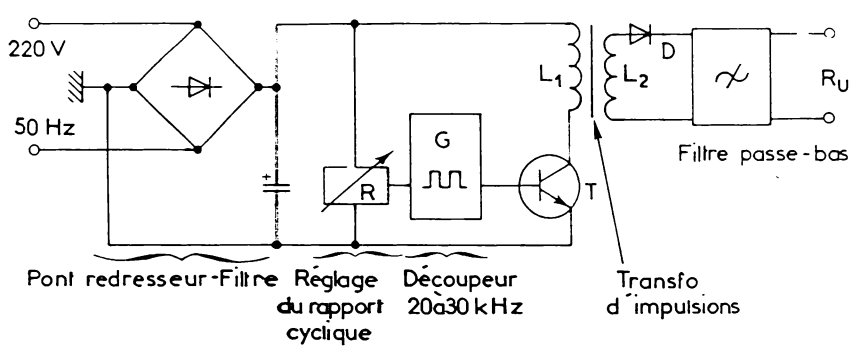


Fig. 55 — Alimentation pour oscillographe. — Tube DG 3-12 A



Etat 1 du signal découpé: T bloqué. L_1 se charge à travers l'entrée. D bloquée
Etat 2: T ouvert. Surtension apparaît aux bornes de L_1 (loi de Lenz). V change de signe et la puissance est transmise au secondaire à travers D débloquée.
20 kHz → 50 µs ≪ 20 ms → 50 Hz. On peut admettre que L_1 se charge à U Cte.
$V_{Ru} \sim 1/2\ LI^2$ (I: courant au moment du passage de l'état 1 à l'état 2)

Fig. 56 — Principe d'une alimentation à découpage

I - TRANSISTOR EN EC (1). GÉNÉRALITÉS

Les montages à transistors présentent une borne commune aux circuits d'entrée et de sortie du quadripôle : d'où l'expression «émetteur-commun» ou EC, équivalente à «cathode commune» d'une triode à vide. Le montage EC est le plus utilisé.

1° Fonctionnement en continu (2) *(fig. 1)*

La tension positive de la base par rapport à l'émetteur abaisse la barrière de potentiel. L'émetteur injecte des électrons dans la base à travers la jonction émetteur-base. L'épaisseur de la base étant faible, les électrons abordent la jonction collecteur-base sans se recombiner aux trous libres de la base. Ils sont alors propulsés dans le collecteur après avoir traversé la jonction collecteur-base. (Rappelons que le déplacement d'un trou positif correspond au déplacement d'un électron en sens inverse.) En réalité un faible pourcentage d'électrons (3 % environ) se recombinent dans la base donnant naissance au courant de base.

$I_E + I_B + I_C = 0$ (avec les conventions de signes du quadripôle) (3).

2° Fonctionnement en alternatif *(fig. 2)*

Si on applique un signal alternatif sur la base, on le retrouve amplifié sur le collecteur. Pour une faible variation du courant i_b, on peut commander une variation importante du courant i_c, et obtenir un transfert de puissance appréciable (ce qui fait tout l'intérêt du transistor).

Pour un PNP quand la tension négative de base augmente, I_b et I_c augmentent.

Pour un NPN quand la tension positive de base augmente, I_b et I_c augmentent.

– La base est commandée par ses variations de courant.

– La base et le collecteur ont des polarités de même signe, négatives pour un PNP, positives pour un NPN.

– Le montage EC amplifie en courant et en tension.

Les trois sortes d'utilisations sont :

a) *Transistors pour signaux forts* : utiliser les méthodes graphiques sur les réseaux de caractéristiques.

b) *Transistors pour signaux faibles* : en AF, utiliser les paramètres h, en HF les paramètres y.

c) *Transistors pour commutation* : tenir compte des temps de réponse.

3° Réseaux de caractéristiques *(fig. 3)*

Les quatre réseaux sont établis à partir des paramètres I_B I_C V_{BE} V_{CE}.

a) *Réseau* I_C (V_{CE}) : caractéristique de sortie

Chaque caractéristique est relevée à courant I constant. Le courant collecteur I_C dépend fortement du courant I_B, mais peu de la tension.

La tension de déchet est très faible et ne dépasse guère 0,5 V.

$$\text{Admittance de sortie : } \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \operatorname{tg} \varphi_{22} = h_{22e}.$$

(1) EC : émetteur commun ; BC : base commune ; CC : collecteur commun.

(2) Le schéma étudié utilise un transistor NPN. Dans le cas d'un transistor PNP, il faut inverser les polarités et raisonner physiquement avec les courants de trous positifs au lieu des courants d'électrons négatifs.

(3) Le courant est compté positif lorsqu'il se dirige vers le transistor.

AMPLIFICATION A. F.

CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS P N P

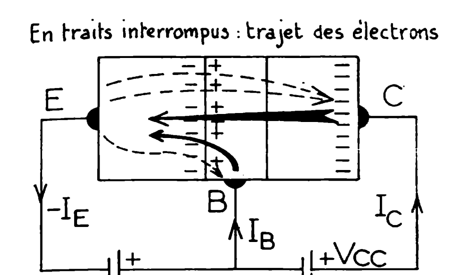


Fig. 1 — Transistor NPN en E. C.

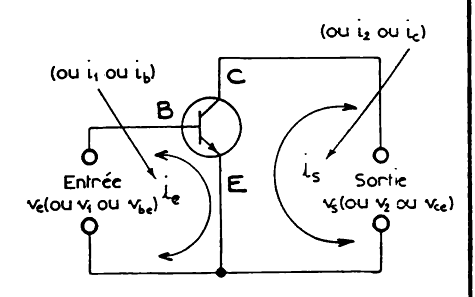


Fig. 2 — Schéma simplifié du point de vue alternatif

+i c (mA)

droite de charge (Da)

hyperbole de dissipation max

point de repos

ΔI_C

6

5

4

100

80

60

-50 µA

40

20

+I_B=0 µA

φ_{22}

$tg\varphi_{22} = h_{22}$

φ_{21}

+V_{CE}=5V

$tg\varphi_{21} = h_{21}$

I_{OB} Courant de polarisation

ΔI_B

60 50 40

+i_B (µA)

III II I IV V

ΔV_{CE}

5

+v_{CE} (V)

+I_B=0 µA

20

40

50

60

80

100

$tg\varphi_{11} = h_{11}$

0,2

ΔV_{BE}

+V_{CE}=5V

φ_{11}

$tg\varphi_{12} = h_{12}$

φ_{12}

Amplification en tension = $\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}}$

+v_{BE} (mV)

Fig. 3 — Réseaux de caractéristiques

Le choix du point de repos et le tracé de la droite de charge doivent être tels que le point de fonctionnement ne tombe pas dans la zone hachurée limitée par les lignes *I* à *V*. L'amplitude du signal d'entrée doit être limitée en conséquence.

Ligne I : Caractéristique $I_B = 0$.
Ligne II : Limite des tensions de déchet.
Ligne III : Courant collecteur maximal admissible.
Ligne IV : Dissipation maximale $P = V_{CE} I_C$ (hyperbole).
Ligne V : Tension collecteur-émetteur maximale admissible.

b) *Réseau $I_C(I_B)$. Caractéristiques de transfert*

Elles permettent de savoir comment varie le courant I_C, en fonction du courant I_B, la tension V_{CE} étant constante. On peut vérifier l'amplification en courant ($\Delta I_C / \Delta I_B$).

$$\text{Amplification en courant : } \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \text{tg } \varphi_{21} = h_{21e}.$$

c) *Réseau $V_{BE}(I_B)$. Caractéristiques d'entrée*

Elles renseignent sur la valeur de la tension nécessaire entre base et émetteur (tension de polarisation) pour obtenir un courant de base donné (courant de polarisation) déterminant un certain courant collecteur.

$$\text{Impédance d'entrée : } \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \text{tg } \varphi_{11} = h_{11e}.$$

d) *Réseau $V_{BE}(V_{CE})$. Caractéristiques de réaction*

Elles permettent de déterminer le rapport de réaction, c'est-à-dire l'influence de la variation de la tension de sortie sur la tension d'entrée.

$$\text{Rapport de réaction : } \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} = \text{tg } \varphi_{12} = h_{12e}.$$

La réaction faible ($\approx 10^{-4}$) est négligeable dans la plupart des cas.

e) *Relations entre les paramètres hybrides*

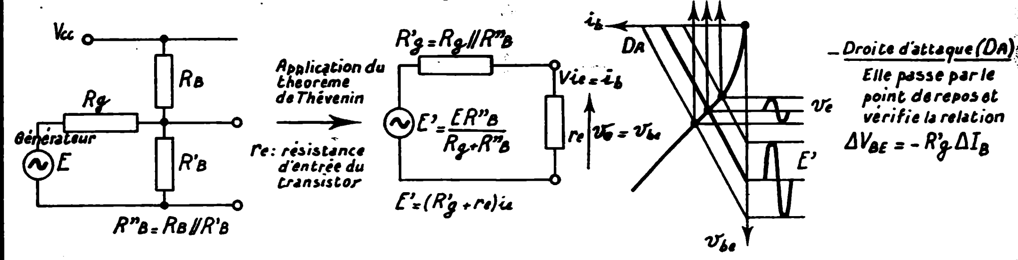
$$v_{be} = h_{11} \cdot i_b + h_{12} \cdot v_{ce} \quad (\text{ou } v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2).$$
$$i_c = h_{21} \cdot i_b + h_{22} \cdot v_{ce} \quad (\text{ou } i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2).$$

Indices : 11, entrée ; 21, transfert en direct ; 1, indice des signaux d'entrée ; 22, sortie ; 12, transfert en inverse ; 2, indice des signaux de sortie.

II - TRANSISTOR AMPLIFICATEUR - MONTAGE EC

1° Schémas et relations usuelles

- *Notation des courants, tensions, résistances :* voir pages 4 à 7.
- *Schéma réel (fig. 21).*
- *Générateur de commande équivalent :*



AMPLIFICATION A. F.

LES TROIS MONTAGES DU TRANSISTOR

MONTAGE EC fig 4 à 6

schéma réel

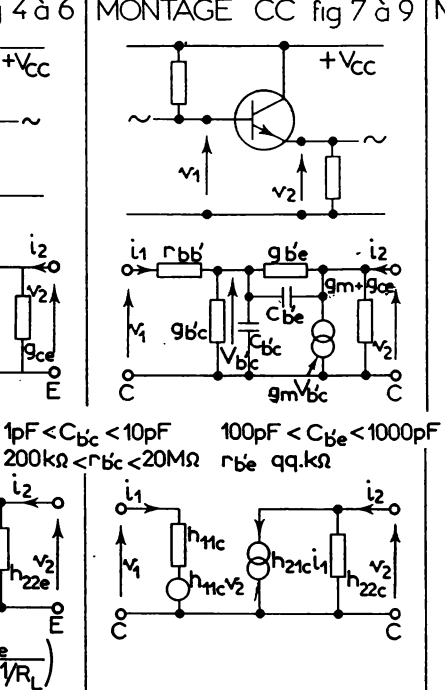


schéma interne

$10\Omega < r_{bb'} < 100\Omega$ $\quad$ $1pF < C_{b'c} < 10pF$ $\quad$ $100pF < C_{b'e} < 1000pF$

$20k\Omega < r_{ce} < 200k\Omega$ $\quad$ $200k\Omega < r_{b'c} < 20M\Omega$ $\quad$ $r_{b'e}$ qq.kΩ

schéma équivalent

$$r_e = r_{bb'} + r_{b'e}\left(1 - \frac{g_{ce}}{2g_{ce} + 1/R_L}\right)$$

si $R_L \ll r_{ce}$ $\quad r_e \approx r_{bb'} + r_{b'e}$

$\boxed{r_e \approx h_{11e}}$ moyenne 0,5 à 2kΩ

$$C_e = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R_L)$$

$$r_s = \frac{r_{ce}}{2}\left(1 + \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + 2(r_{bb'} + R_g)}\right)$$

si $R_g \gg r_{bb'} + r_{b'e}$ $\quad r_s \approx \frac{r_{ce}}{2}$

$\boxed{r_s \approx \frac{1}{h_{22e}}}$ moyenne 10 à 100kΩ

$A_i = \frac{h_{21e}}{1 + 2R_L/r_{ce}}$ si $R_L \ll r_{ce}$

$\boxed{A_i \approx h_{21e}}$ grande 50 à 200

$A_v \approx \frac{-h_{21e} R_L}{r_{bb'} + r_{b'e}}$ si $R_L \ll r_{ce}$

$\boxed{A_v \approx -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_L = -g_m R_L}$ moyenne 100 à 200

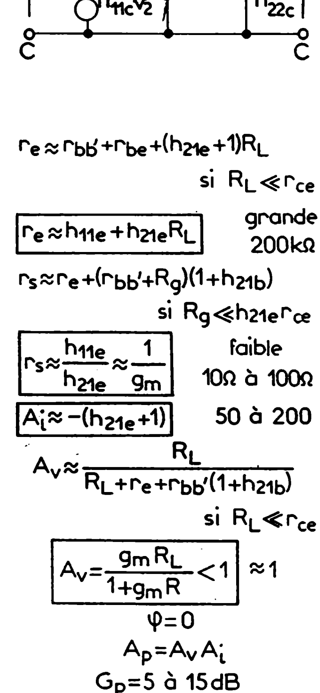
$\varphi = 180°$

$$A_p = |A_v| A_i = \frac{(h_{21})^2}{h_{11}} R_L$$

$G_p = 25$ à 60 dB

$$f_{h21e} = \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}} \approx 15kHz$$

MONTAGE CC fig 7 à 9



$r_e \approx r_{bb'} + r_{be} + (h_{21e} + 1) R_L$

si $R_L \ll r_{ce}$

$\boxed{r_e \approx h_{11e} + h_{21e} R_L}$ grande 200kΩ

$r_s \approx r_e + (r_{bb'} + R_g)(1 + h_{21b})$

si $R_g \ll h_{21e} r_{ce}$

$\boxed{r_s \approx \frac{h_{11e}}{h_{21e}} \approx \frac{1}{g_m}}$ faible 10Ω à 100Ω

$\boxed{A_i \approx -(h_{21e} + 1)}$ 50 à 200

$$A_v \approx \frac{R_L}{R_L + r_e + r_{bb'}(1 + h_{21b})}$$

si $R_L \ll r_{ce}$

$\boxed{A_v = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R} < 1}$ ≈ 1

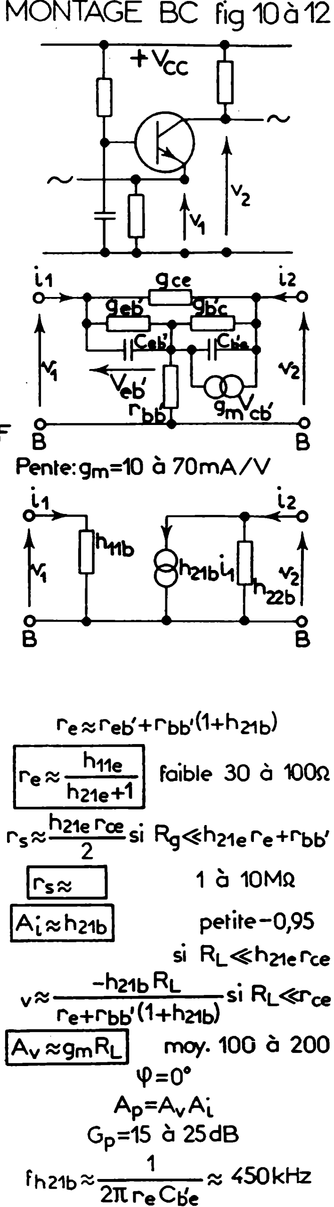
$\varphi = 0$

$A_p = A_v A_i$

$G_p = 5$ à 15 dB

$f_{h21c} \approx f_{h21e} \approx 15$ kHz

MONTAGE BC fig 10 à 12



Pente: $g_m = 10$ à 70 mA/V

$r_e \approx r_{eb'} + r_{bb'}(1 + h_{21b})$

$\boxed{r_e \approx \frac{h_{11e}}{h_{21e} + 1}}$ faible 30 à 100Ω

$r_s \approx \frac{h_{21e} r_{ce}}{2}$ si $R_g \ll h_{21e} r_e + r_{bb'}$

$\boxed{r_s \approx}$ 1 à 10MΩ

$\boxed{A_i \approx h_{21b}}$ petite −0,95

si $R_L \ll h_{21e} r_{ce}$

$v \approx \frac{-h_{21b} R_L}{r_e + r_{bb'}(1 + h_{21b})}$ si $R_L \ll r_{ce}$

$\boxed{A_v \approx g_m R_L}$ moy. 100 à 200

$\varphi = 0°$

$A_p = A_v A_i$

$G_p = 15$ à 25 dB

$$f_{h21b} \approx \frac{1}{2\pi r_e C_{b'e}} \approx 450kHz$$

$h_{11e} = r_{bb'} + r_{b'e}$ $\quad h_{12e} = r_{b'e}/r_{b'c}$

$h_{21e} = g_m r_{b'e} = \beta_0$

$h_{22e} = 2g_{ce} = 2/r_{ce}$

– *Commande par tension* (excitation en tension) : $R'_g \ll r_e$ et $v_e \approx E'$. Toute la tension du générateur est appliquée à l'entrée. La droite d'attaque D_A est horizontale.

– *Commande par courant* (excitation en courant) : $R'_g \gg r_e$ et on a $i_e \approx E/R_g$. Le courant d'entrée est indépendant de la résistance d'entrée. La droite d'attaque D_1 est verticale.

– *Commande réelle du transistor ou commande mixte* : en réalité la commande est intermédiaire entre les deux cas précédents. La droite d'attaque est oblique (voir figure du bas de la page 32). Sur la figure 17, on remarque que la commande par courant provoque moins de distorsion harmonique que la commande par tension.

– *Commande adaptée* : $R'_g = r_e$. Dans ce cas, on montre que le transfert de puissance entre le générateur et le transistor est maximal.

– *Schéma équivalent en alternatif (fig. 14)*

La sortie est équivalente à un générateur de courant $h_{21}i_b$ et de résistance interne r_s (on peut écrire encore $\rho = r_s \approx 1/h_{22e}$).

– *Pente d'un transistor (fig. 17)*

Pente interne (ou intrinsèque) : $$g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}$$ à V_{CE} constante.

Pente externe : $$S = \frac{g_m}{1 + j r_{bb'} \cdot C_{b'e}\, \omega}$$ $10 < S < 70$ mA/V.

En audio-fréquences A.F. on a : $S \approx g_m \approx y_{21}$ (y : paramètre admittance).

– *Droite de charge en continu* (D_c) *(fig. 16)* (1)

$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$ (de la forme $y = b + ax$).

Elle est tracée sur le réseau $i_C(v_{CE})$ et permet de connaître les valeurs des courants et tensions au repos (I_{0C} V_{0CE}). Elle coupe l'axe des tensions au point $V_{CE} = V_{CC}$.

– *Droite de charge en alternatif* (D_a) : elle passe par le point de repos et vérifie la relation :

$$\Delta V_{CE} = -R_L \cdot \Delta I_C \quad \text{avec} \quad R_L = R_C \parallel R_u .$$

Pour éviter que le signal atteigne, pour les fortes amplitudes, les zones à distorsion (écrêtage, courbure des caractéristiques), le point de repos doit se trouver environ au milieu de (D_a) et, si l'on veut éviter l'emballement thermique du transistor : $V_{0CE} < V_{CC}/2$.

2° Différents modes de liaison

– *Liaison RC (fig. 13)*

La résistance R_B fixe le courant I_{0B} de polarisation. C_L permet de calculer chaque étage indépendamment en continu. Ce mode de liaison est simple et économique.

$$C_L \gg \frac{1}{2\pi (R_{sT_1} + R_{eT_2}) f_b}$$

f_b : fréquence de coupure basse à – 3 dB;
R_{sT_1} : résistance de sortie de l'étage T_1;
R_{eT_2} : résistance d'entrée de l'étage T_2;

$C_L = 0{,}1$ à $10\ \mu$F avec U_{acc} quelques volts, du type électrochimique alumine ou tantale.

– *Liaison par transformateur (fig. 15 et voir B7)*

Les transformateurs sont encombrants et coûteux et on cherche à les éviter. Ils permettent néanmoins un gain d'insertion en tension et une meilleure adaptation d'impédances.

– *Liaison directe (voir B5)*

Elle permet l'élargissement de la bande passante vers les très basses fréquences, mais les étages ne peuvent plus être calculés indépendamment du point de vue continu. La stabilisation des étages en température est plus délicate à réaliser.

(1) Dans le cas où l'étage comporte une résistance d'émetteur la droite de charge en continu devient :
$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)\, I_C.$$

AMPLIFICATION A. F.

TRANSISTOR AMPLIFICATEUR

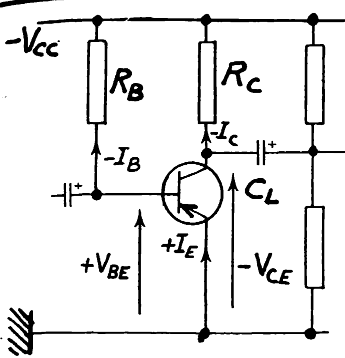


Fig. 13 — Liaison RC
Pour un NPN inverser tous les signes ainsi que les sens des courants et tensions

R_g R_B $r_e \approx h_{11e}$ $h_{21e}\, i_b$ $r_s \approx \frac{1}{h_{22e}}$ R_C R_u v_{ce} v_{be} i_b i_c

R_e étage — R_s étage — R_L : charge effective

Fig. 14 — Schéma équivalent
Les valeurs des résistances r_e et r_s en fonction des éléments physiques du transistor sont données à la page 33

R d'entrée du transistor $r_e = \dfrac{h_{11e} + \Delta h_e R_c}{1 + h_{22e} R_c}$ $\quad r_e \approx h_{11e}$

R de sortie du transistor $r_s = \dfrac{1}{h_{22e}} \cdot \dfrac{h_{11e} + R_g}{\Delta h / h_{22e} + R_g}$ $\quad r_s \approx \dfrac{1}{h_{22e}}$

$\Delta h_e = h_{11e} h_{22e} - h_{12e} h_{21e}$

R d'entrée de l'étage $R_e = R_B \parallel r_e$

R de sortie de l'étage $R_s = R_C \parallel r_s$

$-V_{cc}$ R_B R_u R'_B C_B R_E C_E

Fig. 15 — Liaison par transfo.

$-i_c$ (mA) — 10 — 5 — $-I_{oc}$ — (D_c) — (D_a) — $I_B = 60\,\mu A$ — $-v_{CE}$ (V) — $-V_{oCE}$ — $-V_{cc} = 9$

point de fonctionnement : en alternatif il se déplace sur D_a

point de repos

Amplifications:
$A_v \approx -g_m R_L$
$G_v = 20 \lg A_v$
$A_i \approx h_{21e}$
$G_i = 20 \lg A_i$
$A_p \approx A_v A_i$
$G_p = 10 \lg A_p$

Fig. 16 — Droites de charge

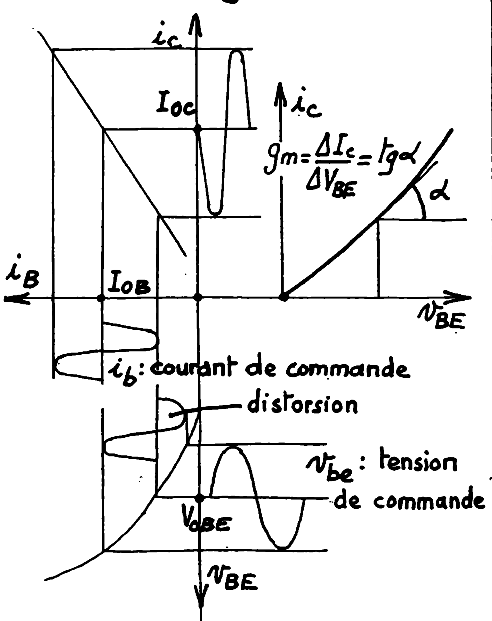


Fig. 17 — Commande du transistor

III - POLARISATION ET STABILISATION

1° Polarisation d'un transistor à effet de champ (*TEC* ou *FET*)

Elle consiste à rendre négative la porte (ou grille) par rapport à la source. On utilise généralement la polarisation dite automatique (*fig. 18*). La porte est reliée à la masse par R_G à travers laquelle il ne passe aucun courant. La porte est donc au potentiel de la masse. La chute de tension à travers R_S assure la polarisation. On l'appelle automatique car si pour une cause quelconque $|I_D| \nearrow |V_{GS}| \nearrow$ et $|I_D| \searrow$ (régulation). On choisit la tension au repos $V_{OG} = V_P/2$ et on a $I_{OD} = \dfrac{I_{DSS}}{(V_P/V_{OG})^2}$.

2° Polarisation d'un transistor bipolaire

a) *Par pont diviseur entre V_{CC} et la masse* (*fig. 21*). C'est le pont diviseur R_B R'_B qui fixe la tension de polarisation V_{OBE}. Pour rendre V_{BM} plus constant quelle que soit la variation sur I_B on fait traverser le pont diviseur par un courant $\gg I_B$. Afin d'obtenir une bonne stabilité thermique on complète par R_E.

b) *Par pont diviseur entre collecteur et point commun* (*fig. 20*). Il y a réaction négative, d'où l'amplification en courant diminue (voir C3). La stabilité en température est améliorée.

c) *Par liaison directe*. Chaque transistor sert à polariser le suivant (voir B5).

3° Stabilisation thermique des *T* bipolaires (*fig. 19*)

– Transistor au Ge : c'est la variation ΔI_{CB_0} qui est prépondérante ($I_{CB_0} \times 2$ pour $\Delta t = 10$ °C). I_{CB_0} de quelques µA est donné sur catalogues. On montre que $I_C = h_{21E}(I_B + I_{CB_0})$ donc quand $t \nearrow I_C \nearrow$.

- Facteur de stabilité $S = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB_0}} \begin{cases} S < 10 & \text{stabilité satisfaisante} \\ S < 5 & \text{stabilité excellente.} \end{cases}$

– Transistor au Si : c'est la variation ΔV_{BE} qui est prépondérante ($\Delta V_{BE} \approx -2$ mV/°C).
Donc quand $t \nearrow |V_{BE}| \searrow |I_B| \nearrow$ par déplacement de la caractéristique d'entrée $i_B(v_{EE})$ qui se rapproche de l'axe i_B.

- Facteur de stabilité $S' = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \begin{cases} |S'| < 5 \text{ mA/V bonne stabilité} \\ |S'| < 1 \text{ mA/V stabilité excellente.} \end{cases}$

a) *Stabilisation par résistance d'émetteur R_E* (réaction série, *fig. 21*)

Pour le germanium si $t \nearrow |I_C| \nearrow V_{RE}| \nearrow$ si $|V_{BM}| = C^{te}$ $|V_{BE}| \searrow$ d'où $|I_B| \searrow$ et $|I_C| \searrow$.
Pour le silicium raisonnement analogue : si $t \nearrow |V_{BE}| \searrow$ et $|I_C| \nearrow$ mais $|V_{RE}| \nearrow$ etc.

Transistor au Ge :	Transistor au Si :
$S = \dfrac{h_{21E} + 1}{1 + h_{21E}(R_E/R''_B + R_E)}$	$S' = \dfrac{-h_{21E}}{(h_{21E} + 1) R_E + R''_B}$
$S \searrow$ si $R_E \nearrow$ et $\searrow R''_B$	$S' \searrow$ si $R_E \nearrow$ et $\nearrow R''_B$

Pour calculer R_E on détermine $R''_B(R''_B = R_B /\!/ R'_B)$ avec $I = 5$ à $10\ I_{0B}$, puis on se fixe S ou S'. On découple ensuite R_E par C_E (calcul en C3).

b) *Stabilisation par R_B entre collecteur et base* (réaction parallèle, *fig. 23*)

Pour le germanium si $t \nearrow |I_C| \nearrow |V_{RC}| \nearrow$ et $|V_{CE}| \searrow$ d'où $|V_{BE}| \searrow$ soit $|I_B| \searrow$ et $|I_C| \searrow$.

Transistor au Ge :	Transistor au Si :
$S = \dfrac{h_{21E} + 1}{1 + h_{21E}(R_C/R_B + R_C)}$	$S' = \dfrac{-h_{21E}}{(h_{21E} + 1) R_C + R_B}$
$S \searrow$ si $R_C \nearrow$ et $R_B \searrow$	$S' \searrow$ si $R_C \nearrow$ et $R_B \searrow$

Pour calculer R_B on choisit le point de repos et R_C, puis on se fixe S ou S'.
Si on veut ne pas provoquer une C.R. en alternatif, on divise R_B en deux et on ajoute C.

c) *Stabilisation par thermistance* (*fig. 22*)

Lorsqu'une stabilisation par R_E n'est pas possible (amplificateurs de forte puissance avec I_E grand), on utilise une thermistance pour R'_B (seulement pour transistors au Ge).
Si $t \nearrow |I_C| \nearrow$ mais $R'_B \searrow$ d'où $|V_{BE}| \searrow |I_B| \searrow$ et $|I_C| \searrow$.
La résistance R tempère l'action de R'_B si nécessaire et permet un réglage plus précis.

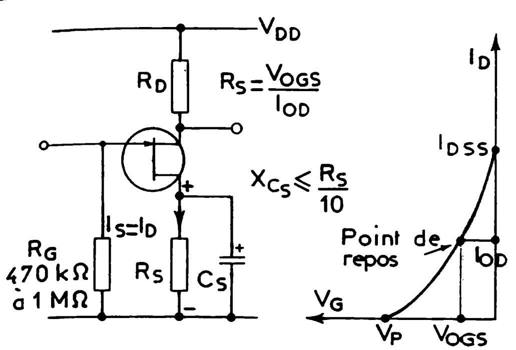


Fig. 18 — Polarisation d'un TEC canal N

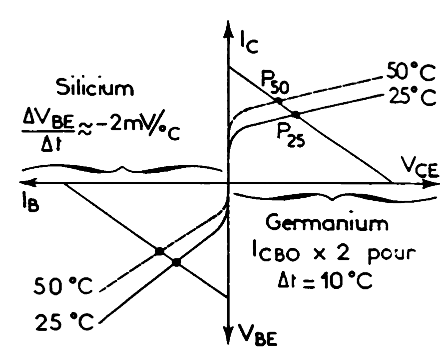


Fig. 19 — Influence de la température sur un transistor bipolaire

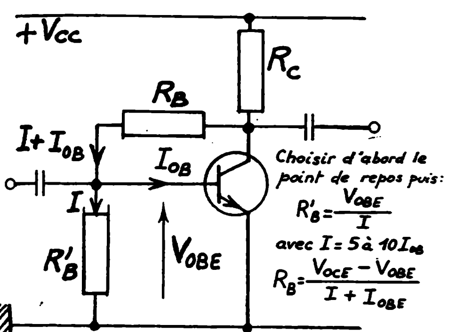


Fig. 20 – Polarisation par pont diviseur entre collecteur et la masse

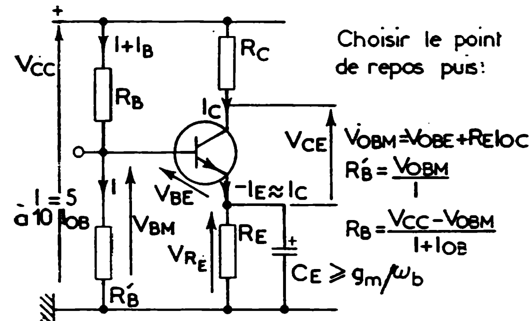


Fig. 21 — Polarisation par pont diviseur R_B R'_B et stabilisation par R_E

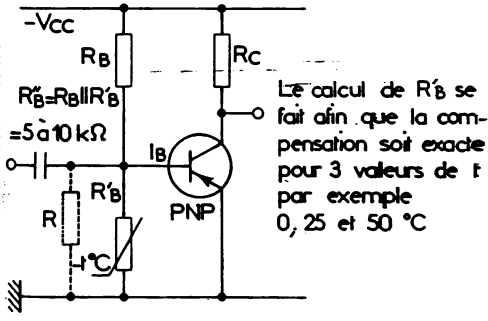


Fig. 22 – Stabilisation par thermistance

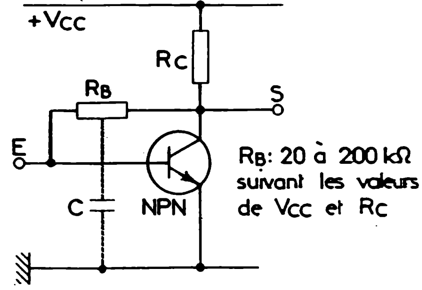


Fig. 23 – Stabilisation par réaction parallèle

d) *Stabilisation par diodes* (*fig. 25*)

Peut être utilisée sur transistor au Si avec diode D au silicium de même coefficient de température que la diode base-émetteur du transistor. La variation ΔV_{BE} est compensée si la diode Zener est choisie telle que, pour le courant qui la traverse, $V_Z = R_E I_E$.

IV - LIAISONS DIRECTES

Les amplificateurs à courant continu sont utilisés pour l'amplification de signaux jusqu'à des fréquences voisines de zéro, ou pour laisser passer et amplifier une composante continue variable. Ils nécessitent l'emploi de liaisons directes.

Leur mise au point est délicate car il est difficile de séparer le signal utile du signal parasite, provoqué par la dérive. Ils doivent être fortement stabilisés par réaction négative, thermistances, diodes de régulation, transistors complémentaires ou étages symétriques.

1° Etages en cascade (*fig. 24*)

La liaison est directe du collecteur de T_1 à la base de T_2 ainsi que de T_2 à T_3. Chaque transistor sert à polariser le suivant. La méthode de compensation par réaction négative sur plusieurs étages est la plus utilisée car la compensation de dérive est réalisée quelle que soit l'origine de la dérive (température, tension d'alimentation, interchangeabilité). Le taux de réaction est $B_o = R_1/R_2$ (voir § C).

Inconvénients : L'étude statique est plus compliquée que dans le cas d'une liaison par condensateur. Chaque étage doit être calculé en tenant compte du précédent et du suivant. D'autre part à chaque étage la tension de base est décalée de V_{CE} du transistor précédent par rapport à la masse. Les points de repos ne peuvent plus être au milieu de la droite de charge et l'amplitude des signaux utiles est limitée.

2° Liaison par résistance (*fig. 25*)

La résistance R évite l'inconvénient précédent. Elle est parcourue (à I_{BT_2} près) par le courant du pont de résistances et compense le **décalage de potentiel** V_{CE} du transistor T_1. Le point de repos de T_2 peut être mieux choisi. De plus R joue un rôle de stabilisation en température car si $I_{CT_1} \nearrow V_{BET_2} \searrow$.

Variantes : Thermistance sur pont de base de T_2 (si étage de puissance) – T_1 et T_2 complémentaires. Sur circuits intégrés, R_{BT_2} est remplacée par un transistor (*fig. 4* en D1).

3° Liaison par diode Zener (*fig. 26*)

Si l'éclairement de la cellule photoconductive $\nearrow$ (par exemple 10 lux à 50 lux), $\rho \searrow$(10 kΩ à 1 kΩ). T_1 se bloque et T_2 conduit fortement, le contact de relais se ferme. V_Z assure le décalage de potentiel. Le calcul des éléments de liaison se fait à partir des deux schémas simplifiés.

Avantage : Large bande passante (0 à qq. 100 MHz) car la résistance dynamique de la diode Zener est pratiquement nulle.

Inconvénient : Bruit de fond de la diode élevé.

4° Amplificateur de différence (*fig. 27*)

Dans la zone de fonctionnement linéaire lorsque $Ve_1 = Ve_2$ on a $V_S = 0$. Si $Ve_1 \neq Ve_2$

$$\boxed{V_S = g_m R_L \Delta V}$$

Ce montage est insensible à ΔV_{CC} et à Δt s'il est parfaitement symétrique. ($T_1 = T_2$, $R_{T_1} = R_{T_2}$, T_1 T_2 sur même radiateur, câblage symétrique.)

En pratique V_S n'étant pas défini par rapport à la masse, on préfère sortir la tension entre l'un des collecteurs et la masse : *tension de mode commun*. On démontre alors que $V_{C_2} = -k(Ve_1 + Ve_2) + \frac{1}{2} g_m R_L \Delta V$.

Et $k \to 0$ si $R_g \to \infty$ d'où l'intérêt d'une source à courant constant (*fig. 28*). Dans ce cas $\boxed{V_{C_1} \approx \frac{1}{2} g_m R_L \Delta V}$

La qualité de l'ampli. est appréciée par la valeur de $1/k$ = RRMC : Rapport de Réjection en Mode Commun.

Applications : Appareils de mesures, alimentations stabilisées, comparateurs ($Ve_1 = C^{te}$ = tension de référence), entrée des circuits intégrés linéaires (voir D1 à D4).

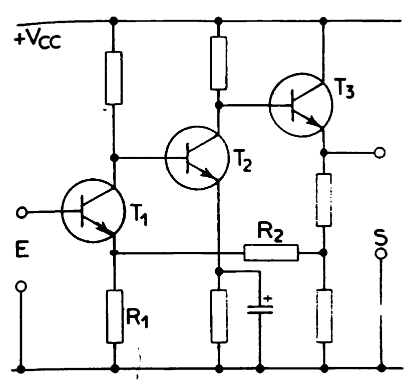


Fig. 24 — Etages en cascade

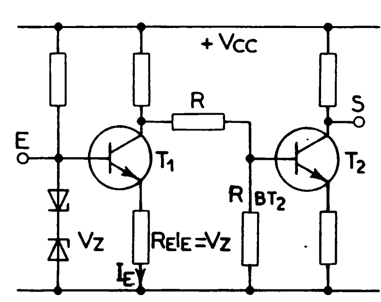
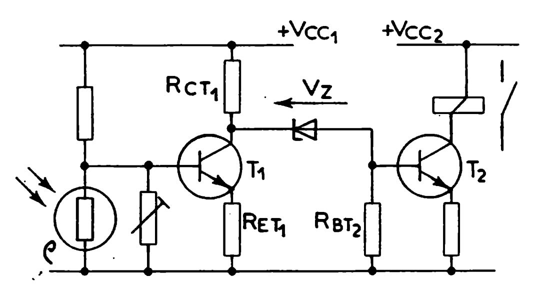
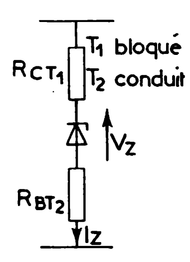


Fig. 25 — Liaison par résistance





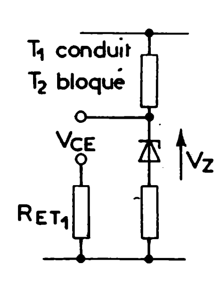


Fig. 26 — Liaison par diode Zener

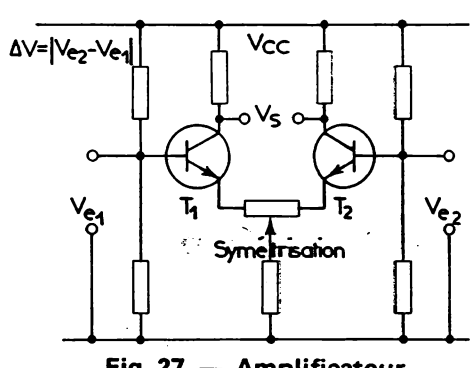


Fig. 27 — Amplificateur de différence

$$k = \frac{1}{2}\,\frac{h_{21} R_c}{h_{11} + 2 h_{21} R_g} \qquad k \to 0 \text{ si } R_g \to \infty$$

$$R_g \approx r_s\, g_m R_E \quad \text{avec } r_s \approx \frac{1}{h_{22}} \text{ et } g_m \approx \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

T1 T2 E T3 Rg RE M

Principe $I_0 = C^{te}$

Fig. 28 — Source à courant constant

V - MONTAGE DARLINGTON

1° Principe (*fig. 29*)

Le montage Darlington est composé de deux transistors associés tels que :
- l'émetteur de l'un est relié à la base de l'autre,
- les deux collecteurs sont reliés.

Il se comporte comme un transistor unique ayant pour base celle de T_1, pour émetteur celui de T_2 et, pour collecteur, les collecteurs de T_1 et T_2 réunis (*fig. 30*).

– L'amplification totale du montage h_{21D} est environ égale au produit des amplifications de chaque transistor [1] :

$$h_{21D} = h_{21T_1} + h_{21T_2} + h_{21T_1}h_{21T_2} \quad \text{soit} \quad \boxed{h_{21D} \approx h_{21T_1}h_{21T_2}}$$

2° Avantages

- Amplification en courant très grand pouvant atteindre 20 000.
- Résistance d'entrée beaucoup plus grande : $h_{11D} \approx h_{11T_1} + h_{21T_2}h_{11T_2}$.
- Résistance de sortie beaucoup plus faible : $h_{22D} \approx h_{22T_2} + h_{21T_1}h_{22T_1}$.
- Meilleure stabilité : h_{21b} est plus constant que pour un seul transistor et le premier transistor est alimenté par une tension $V_{CC} - (R_C + R_E)I_C$, d'où une réaction négative importante (*fig. 30*).
- Meilleure linéarité par suite d'une certaine compensation entre les non-linéarités des deux transistors.

3° Variantes

Fig. 31 - La résistance R_1 dans le collecteur de T_1 évite l'emballement thermique.

La résistance R_2 permet de mieux choisir les points de repos car, dans ce cas, $I_{ET_1} > I_{BT_2}$.

La résistance R_3 assure une meilleure linéarité et un gain plus constant du fait de la réaction négative.

Fig. 32 - Darlington intégré. La diode assure la protection en cas d'inversion de la tension d'alimentation.

Fig. 33 - Un montage Darlington peut être réalisé avec deux transistors complémentaires.

Fig. 34 - Etage de sortie symétrique à deux montages Darlington.

4° Applications

Amplificateurs de puissance en AF : étages symétriques de 25-50-100 W. Alimentations stabilisées de puissance. Schémas internes de circuits intégrés linéaires. Allumage électronique. Commande de moteurs.

VI - AMPLIFICATION AF DE PUISSANCE : classe A

1° Notations à utiliser pour les puissances

P d'entrée = *P* d'excitation	*P* fournie par la source (au transistor)	*P* de sortie = *P* modulée (au collecteur)	*P* dissipée au collecteur
P_e P_{emax}	P_0 P_{0max}	P_m P_{mmax}	P_c P_{cmax}
P instantanée et *P* moyenne	*P* fournie à l'étage compte tenu des *R* externes	*P* utile sur H.P. compte tenu des pertes	*P* dissipée sur l'étage compte tenu des *R* externes
P $P = \overline{p}$	1 transistor : P_b 2 transistors : $P_{b\,tot}$	P_u	1 transistor : P_d 2 transistors : $P_{d\,tot}$

La puissance totale moyenne dissipée par un transistor, P_{tot} donnée sur catalogue, est peu différente de la puissance P_c dissipée au collecteur:

$$P_{tot} = V_{OCE}\, I_{OC} + V_{OBE}\, I_{OB} \approx V_{OCE}\, I_{OC} = P_C \quad \text{(en classe A)}$$

(1) Tous les paramètres sont donnés en émetteur commun.

AMPLIFICATION A. F.

MONTAGE DARLINGTON

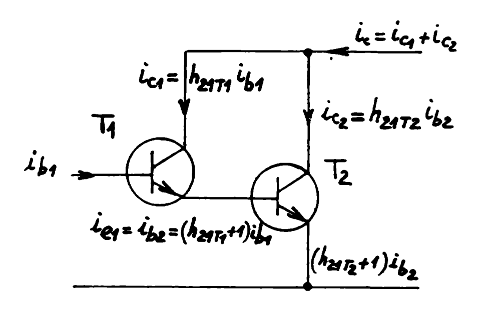


Fig. 29 – Principe

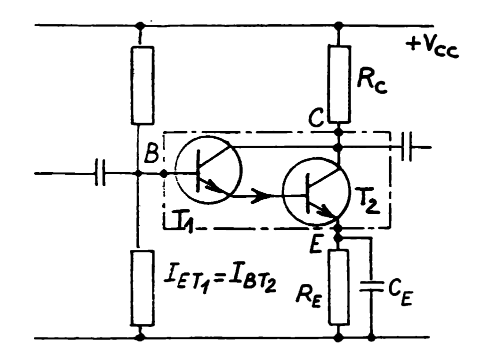


Fig. 30 – Schéma réel

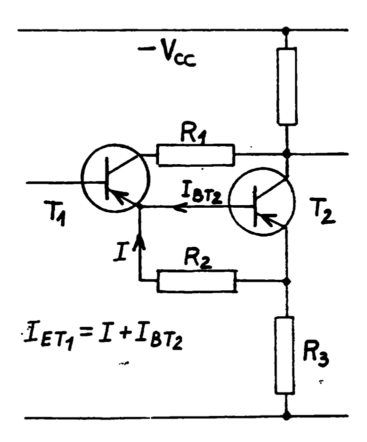


Fig. 31 – Variante

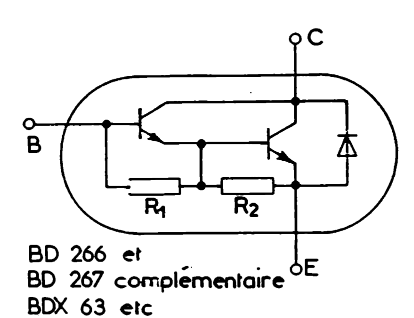


Fig. 32 — Darlington intégré

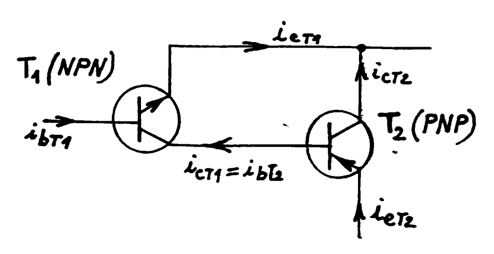


Fig. 33 – Amplificateur Darlington à transistors complémentaires

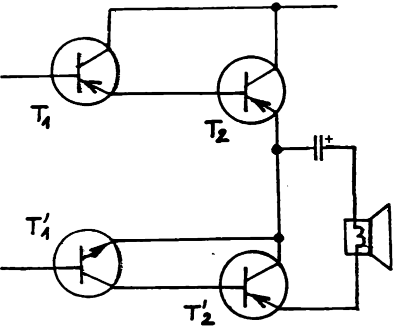


Fig. 34 – Etage de sortie

2° Etage de puissance, classe A fixe (*fig. 35 et 36*)

	Classe A sans transformateur Charge R_C	Classe A avec transformateur Charge Z_L
Puissance moyenne fournie par la source	$P_0 = V_{CC} \cdot I_{0C}$ Avec $V_{CC} = 2\,V_{0CE}$ $P_0 = 2\,V_{0CE} \cdot I_{0C}$	Avec $V_{CC} \approx V_{0CE}$ $P_0 = V_{0CE} \cdot I_{0C}$
Puissance modulée ou puissance de sortie	$P_m = \frac{\hat{V}_S \hat{I}_S}{2}$ $P_S = P_m = \frac{\hat{V}_S^2}{2\,R_C}$	$\hat{V}_S$ et $\hat{I}_S$: voir *fig.36* $P_S = P_m = \frac{\hat{V}_S^2}{2\,Z_L}$
Puissance modulée maximale	Si le point de repos est au milieu de la droite de charge et si elle est utilisée au maximum $P_{m\,max} = \frac{V_{0CE} \cdot I_{0C}}{2}$ $P_{m\,max} = \frac{V_{CC} I_{0C}}{4} = \frac{P_0}{4}$	$P_{m\,max} = \frac{V_{CC} I_{0C}}{2} = \frac{P_0}{2}$
Rendement	$\eta = \frac{P_m}{P_0}$ Rendement max $\eta_{max} = 25\%$	$\eta_{max} = 50\%$
Puissance dissipée	Au repos $P_C = V_{0CE} \cdot I_{0C}$ $P_C = P_0 - R_C \cdot I_{0C}^2 = P_0/2$ En modulation maximale $P_{C\,max} = 2\,P_{m\,max}$	$P_C = P_0$ $P_{C\,max} = P_{m\,max}$

a) *Sortie avec transformateur d'adaptation* (*fig. 35*) (1)

– Droite de charge en continu (D_C): $V_{CE} = V_{CC} - (R_E + r_1) I_C$ elle est presque verticale.

– Droite de charge en alternatif (D_a) : elle passe par le point de repos et vérifie la relation $\Delta V_{CE} = -Z_L \Delta I_C$ avec $Z_L = r_1 + \frac{Z_u + r_2}{n^2}$. Si $r_1 \ll Z_u$ et $r_2 \ll Z_u$ on a $Z_L \approx Z_u/n^2$

Choisir un transistor dissipant quatre fois P_m max.

b) *Sortie sans transformateur* (*fig. 38*)

– La caractéristique de réponse est améliorée.
– L'encombrement, le poids et le prix sont diminués.
– Il faut un haut-parleur à impédance élevée (Z_u = 70, 50, 25 Ω).
– Choisir un transistor dissipant deux à trois fois $P_{m\,max}$.

3° Etages de puissance, classe A glissante (classe A')

Le courant de polarisation est asservi à l'amplitude du signal et constamment égal à l'amplitude maximale de celui-ci. En l'absence de signal, le courant de polarisation I_{0B} est nul, et il est maximal en pleine modulation. La droite de charge se déplace parallèlement à elle-même suivant l'amplitude.

En classe A glissante, la puissance dissipée est nulle en l'absence de modulation. Cette classe permet une économie d'énergie. Choisir un transistor dissipant 2,5 fois la puissance modulée. Les figures 37, 39 montrent deux solutions adoptées en classe A'.

(1) La figure 40 montre l'intérêt de l'adaptation d'impédance. La puissance transmise de l'amplificateur au HP est maximale lorsque l'impédance du HP égale l'impédance du générateur. Lorsque l'impédance de sortie de l'amplificateur est trop différente de l'impédance du HP, il est nécessaire d'utiliser un transformateur d'adaptation.

AMPLIFICATION A. F.

AMPLIFICATION CLASSES A ET A'

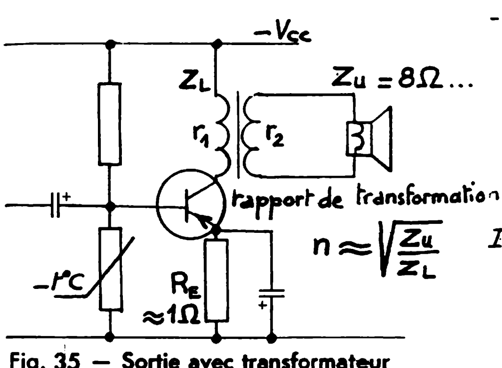


Fig. 35 — Sortie avec transformateur classe A

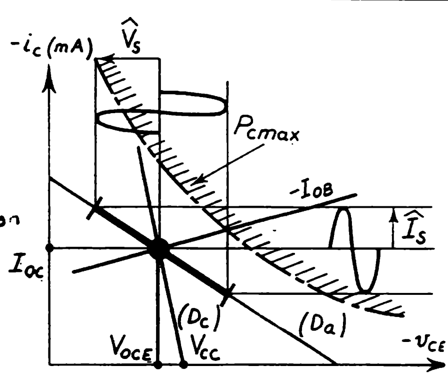


Fig. 36 — Droites de charge

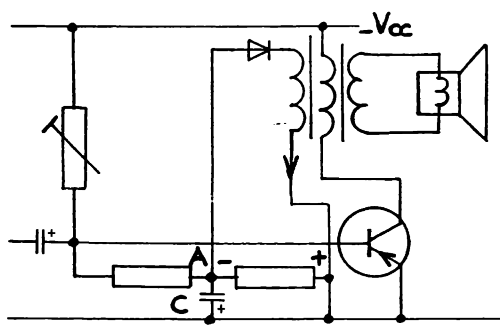


Fig. 37 — Transformateur à enroulement tertiaire: classe A'

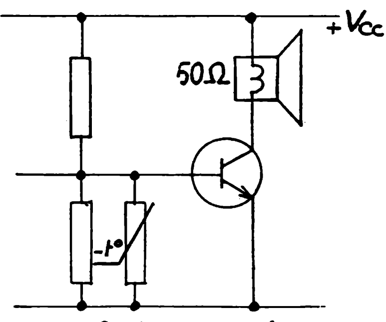


Fig. 38 — Sortie sans transformateur classe A

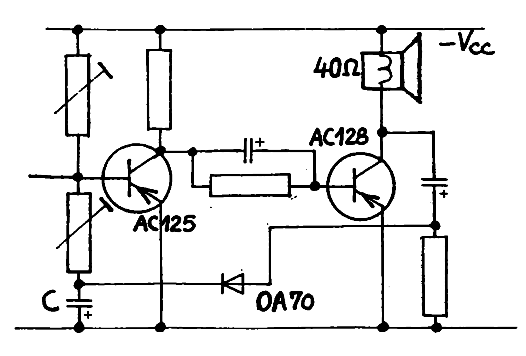


Fig. 39 — Sortie sans transformateur Classe A'

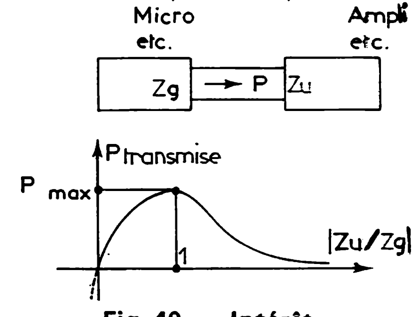


Fig. 40 — Intérêt de l'adaptation d'impédance

VII - DÉPHASEURS

Les étages symétriques (push-pull) utilisés sur amplificateurs de sortie en A.F. ou sur oscilloscopes doivent être attaqués par deux tensions égales et déphasées de 180° (en opposition de phase).

1° Déphaseur à transfomateur

a) *Principe (fig. 41)*

L'enroulement secondaire du transformateur comportant un point milieu, lorsque la tension au point A augmente, la tension au point B diminue et inversement (opposition de phase).

b) *Critique*

Procédé simple. Les deux moitiés du transformateur doivent être rigoureusement symétriques. Un transformateur symétrique de qualité est un organe coûteux et encombrant [1].

Ce montage est utilisé sur amplificateurs de forte puissance en sonorisation publique et sur les modulateurs pour émetteurs. Lorsque l'étage précédent doit fournir de la puissance à l'étage symétrique il porte, ainsi que le transfomateur, le nom de «driver».

2° Déphaseur émettodyne ou à charge répartie

a) *Principe (fig. 42).*

La tension de collecteur est en opposition de phase avec la tension d'émetteur. Pour avoir des amplitudes égales, la charge est répartie également : $R_C = R_E$.

L'amplification en tension est sensiblement égale à un.

b) *Critique*

La résistance d'entrée R_e est élevée (C.R. d'intensité). La capacité d'entrée est plus faible et la bande passante plus large. La résistance de sortie R_S plus faible du côté de l'émetteur occasionne parfois un déséquilibre. Dans ce cas, on y remédie en plaçant une résistance d'équilibrage R ou en réalisant 2 sorties en basse impédance *(fig. 43).* Classe A seulement.

Le fonctionnement est insensible aux variations de la tension d'alimentation.

Il faut équilibrer les câblages des sorties. Simplicité. Faible prix de revient.

3° Déphaseur à transistors complémentaires

a) *Principe (fig. 44)*

Supposons les 2 transistors bloqués au repos (classe B) ; pour l'alternance négative appliquée à l'entrée, le transistor T_2 du type PNP conduit alors que le transistor T_1 du type NPN est bloqué, et inversement pour l'alternance positive. Le signal complet est reconstitué aux bornes de la résistance commune d'émetteur R_u.

b) *Critique*

Les transistors T_1 et T_2 doivent avoir les mêmes caractéristiques et il faut deux alimentations. Une variante à une seule source d'alimentation est proposée à la figure 45. Les schémas équivalents des deux montages sont identiques en alternatif. La capacité du condensateur C doit être élevée (Z_C faible à la fréquence la plus basse à transmettre).

Les fabricants fournissant des transistors appariés, ce montage est fréquemment utilisé sur étage de sortie sans transformateur.

4° Déphaseur de Schmitt ou à R commune d'émetteur

a) *Principe (fig. 46)*

La tension de sortie v_{s_1} du transistor T_1 est déphasée de 180° par rapport à la tension d'entrée v_e (montage EC). Le signal est d'autre part appliqué à la résistance d'émetteur (montage CC) et se retrouve toujours en phase avec v_e à la sortie du transistor T_2 (montage BC). Les deux signaux de sortie v_{s_1} et v_{s_2} sont donc bien en opposition de phase.

b) *Critique*

$v_{S1} = v_{S2} = h_{21} \cdot i_b \cdot R_L$ si $R_{C1} = R_{C2}$ (tol 1%) avec $R_E = h_{11e}$. La mise à la masse de la base de T_2 par C est déficiente aux fréquences très basses. (Dans ce cas, on peut faire la mise à la masse en alternatif par un transistor supplémentaire).

Ce montage est très utilisé sur les amplificateurs symétriques à liaisons directes employés sur oscillographes. Fonctionnement en classe A seulement.

(1) Voir technologie d'électronique du même auteur.

AMPLIFICATION A. F.

DÉPHASEURS

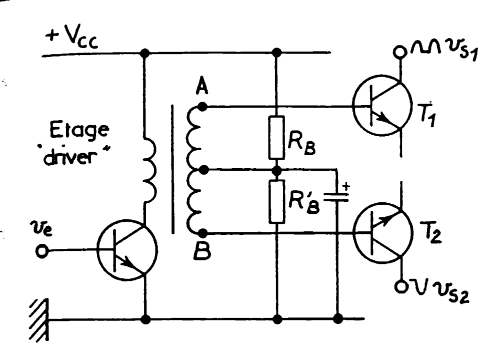


Fig. 41 — Déphasage par transformateur

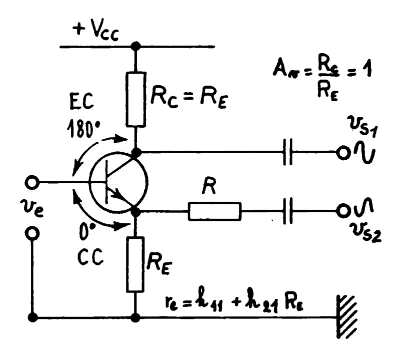


Fig. 42 — Déphaseur émettodyne

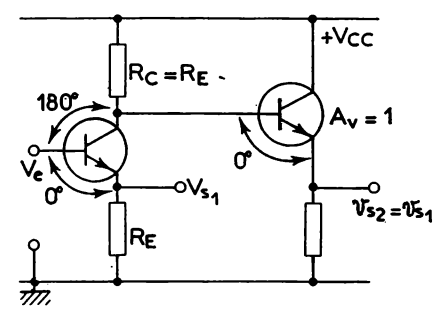


Fig. 43 — Déphaseur émettodyne : variante

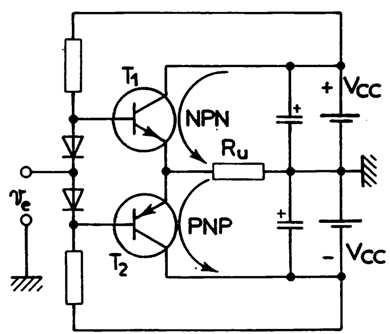


Fig. 44 — Déphaseur à transistors complémentaires

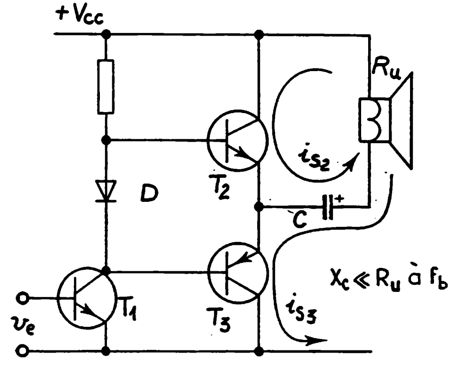


Fig. 45 — Variante à une source d'alimentation

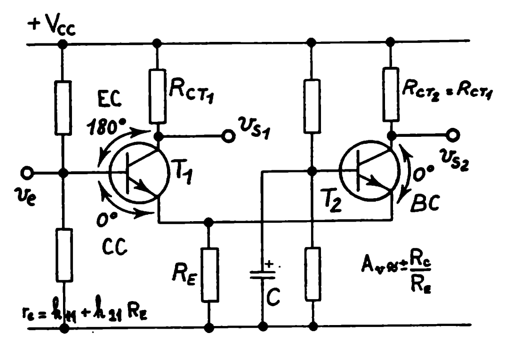


Fig. 46 — Déphaseur de Schmitt

VIII - ÉTAGES SYMÉTRIQUES

1° Avantages

– La puissance de sortie est 2 à 10 fois supérieure à celle d'un étage seul, suivant la classe utilisée.

– Les harmoniques pairs provoqués par la non linéarité des caractéristiques sont supprimés (*fig. 51*). Par contre, les harmoniques impairs ne sont pas supprimés (*fig. 52*). Leur niveau est faible et ils sont peu gênants.

– Les courants I_{C_1}, I_{C_2} créent des champs magnétiques en sens inverse dans le primaire du transformateur de sortie. Donc, pas d'aimantation permanente. Le transformateur peut travailler plus loin de la saturation et le circuit magnétique peut être plus réduit.

– Le filtrage de l'alimentation sur secteur peut être plus sommaire, car les composantes alternatives à 100 Hz circulent en sens contraire dans l'enroulement primaire, et leur résultante est nulle au secondaire.

2° Classe B avec transformateur de sortie (*fig. 47*)

En classe B les transistors sont bloqués en l'absence de modulation et chaque transistor amplifie une moitié de la sinusoïde.

– Puissance totale modulée : $P_{m\,max} = \dfrac{Z_L \hat{I}_C^2}{2} = \dfrac{V_{CC}\hat{I}_C}{2}$ avec $Z_L = \dfrac{V_{CC}}{\hat{I}_C}$.

– Puissance totale fournie : $P_0 = 2\,\dfrac{V_{CC}\hat{I}_C}{\pi}$.

– Puissance dissipée sur chaque collecteur : $P_{C\,max} = \dfrac{V_{CC}^2}{\pi^2 Z_L} = \dfrac{V_{CC}\hat{I}_C}{\pi^2} \approx 0{,}2\,P_{m\,max}$.

– Rendement maximal $\eta_{max} = \dfrac{P_{m\,max}}{P_0} = \dfrac{\pi}{4} = 78{,}5\,\%$.

Dans le cas réel, compte tenu de la droite de charge qui n'est pas utilisée au maximum et d'un rendement de transformateur de 70 %, il faut choisir un transistor qui dissipe au moins $P_C > 0{,}4\,P_u$.

Les amplificateurs en classe B donnent une puissance modulée maximale 5 fois plus grande qu'en classe A. Le taux de distorsion peut être diminué par une réaction négative sur un ou deux étages. L'impédance de charge est :

$$Z_L = Z_u / 4\,n^2$$

et l'impédance collecteur à collecteur : $Z_{CC} = 4\,Z_L$.

Tenir compte du fait que, lorsque le transistor est bloqué, il supporte le double de la tension V_{CE} entre collecteur et émetteur.

– *Fonctionnement* : quand l'un des transistors conduit, l'autre est bloqué, ce qui évite tout couplage entre les deux primaires du transformateur de sortie. L'étude se fait en traçant la droite de charge sur les caractéristiques composées (*fig. 48*). Si l'on suppose ces caractéristiques idéalisées, le point de repos qui correspond à $I_C = 0$ est sur l'axe des tensions et a pour coordonnées $I_C = 0$, $V_{CE} = V_{CC}$.

– Equation de la droite de charge (D_a). Elle passe par le point R et vérifie $\Delta V_{CE} = -Z_L \Delta I_C$.

Le réseau de caractéristiques indique sur la figure 50 les droites de charges pour différentes classes de fonctionnement A ou B, pour des valeurs V_{CC} et Z_L égales.

3° Classe AB

En classe B parfaite ($V_{OBE} = 0$) on aurait les formes de courant indiquées sur la figure 49. Ceci provient de la courbure du pied de la caractéristique $i_B\,(v_{BE})$ entraînant ainsi une *distorsion de raccordement* . On la supprime en polarisant les transistors à la tension de seuil de la diode base-émetteur soit 0,3 V (Ge) ou 0,6 V (Si). On ne doit pas découpler R_E par C_E qui conserverait une charge résiduelle maintenant le transistor au blocage.

La classe AB étant très proche de la classe B avec les transistors, on peut appliquer les résultats précédents : Z_L, P_m, P_C, η...

Les montages sans transformateurs de 10 à 50 W sont les plus utilisés.

AMPLIFICATION A. F.
ÉTAGES SYMÉTRIQUES

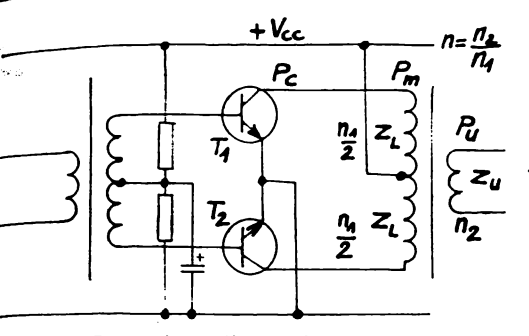


Fig. 47 – Etage de sortie symétrique avec transformateur

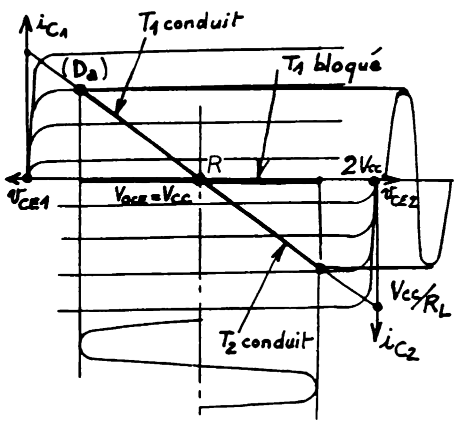


Fig. 48 – Caractéristiques composées

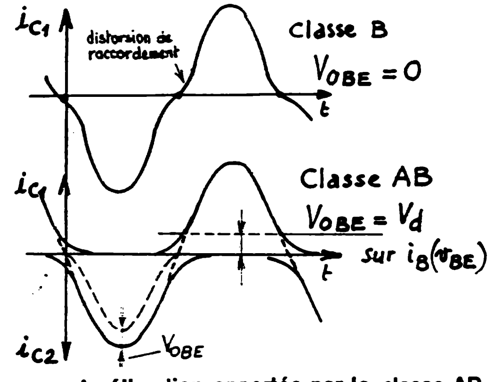


Fig. 49 – Amélioration apportée par la classe AB

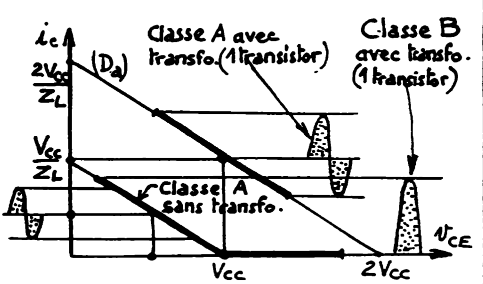


Fig. 50 – Comparaison des classes A et B

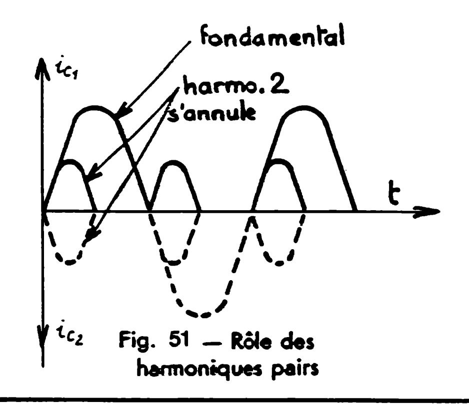


Fig. 51 — Rôle des harmoniques pairs

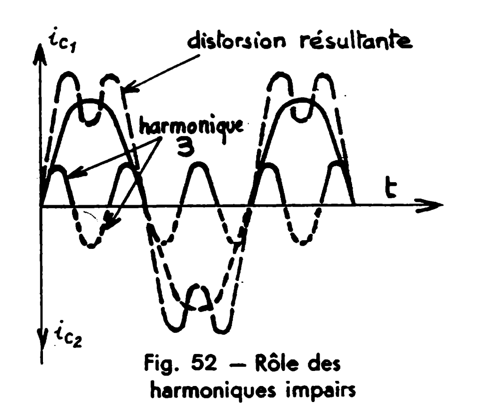


Fig. 52 — Rôle des harmoniques impairs

4° Utilisation des amplificateurs Darlington

Leur principe a été exposé en B6. La forte amplification en courant justifie leur emploi comme amplificateurs de puissance sur les étages de sortie en A.F. D'autre part leur faible impédance de sortie facilite l'adaptation sans transformateur au *HP*. Plusieurs variantes peuvent être utilisées à transistors séparés (*fig. 53 à 55*) ou intégrés (voir B6). La polarisation doit être calculée en fonction de chaque variante, en classe *AB* : Tension au repos de chaque transistor égale à la tension de seuil de la diode base-émetteur.

Application : Voir *figure 61*.

5° Variantes de polarisation

Les transistors de puissance sont soit au Ge soit au Si polarisé à 0.3 V (Ge) ou 0.6 V (Si). Le cas le plus simple est représenté à la *figure 56*. Deux diodes de même nature que les transistors suffisent. L'action de la température sur les diodes étant la même que sur les diodes base-émetteur des transistors la compensation est automatiquement réalisée et la polarisation reste correcte dans les limites normales de variation de température.

Choisir chaque transistor tel que $0.3\ P_{m\,max} < P_C < 0.4\ P_{m\,max}$.
Choisir $V_{CC} = \sqrt{2 P_{m\,max} Z_{HP}} + 1\ V$ $\hat{I}_{HP} = \sqrt{2 P_{m\,max}/Z_{HP}}$.

Pour stabiliser en température et améliorer la linéarité, on peut utiliser une contre-réaction par R_E (*fig. 57*). Sa valeur est toujours faible (0,5 à 5 Ω) car elle est traversée par un courant important et elle diminue le rendement de l'étage de sortie. Il faut ajouter aux diodes de polarisation une résistance dont la tension aux bornes soit égale à 2 V_{RE}. L'ajustage de cette résistance permet de régler au mieux la polarisation (distorsion de raccordement minimale).

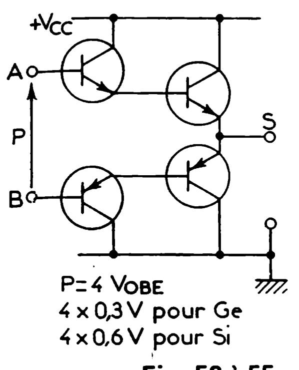
Dans le cas d'emploi d'amplificateurs Darlington avec R_E la tension V_{AB} au repos étant relativement grande il faudrait un nombre de diodes trop important. On préfère soit une thermistance (*fig. 58*) ou un transistor dont la tension V_{CE} est ajustée à la valeur convenable par un potentiomètre ajustable (*fig. 59*). Le transistor est équivalent à une diode Zener ajustable car V_{CE} = Cte dans les limites de fonctionnement imposées.

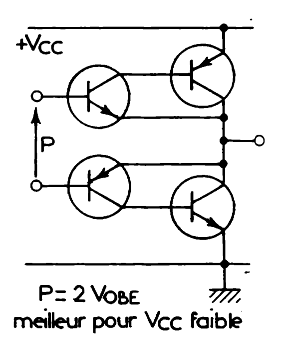
Pour obtenir une bonne stabilisation, il faut placer les diodes, le transistor de polarisation ou la thermistance contre le radiateur des transistors de puissance.

6° Bootstrap

Le circuit (*fig. 60*) consiste à rendre l'impédance dynamique de R_1 négligeable, c'est-à-dire très grande par rapport à l'impédance d'entrée du transistor T_1. La valeur de R_1 R_2 étant limitée en continu par le calcul du pont de polarisation. T_1 monté *CC* ne déphase pas et $A_v = 1$ donc la tension en *M* varie comme la tension en *A*. Cette tension est ramenée en *N* par le condensateur C_2. V_N variant en phase avec V_A, le courant variable dans R_1 est nul soit une résistance dynamique infinie.

Une autre solution utilisée surtout sur circuits intégrés consiste à remplacer R_1 par une source à courant constant (résistance dynamique infinie).





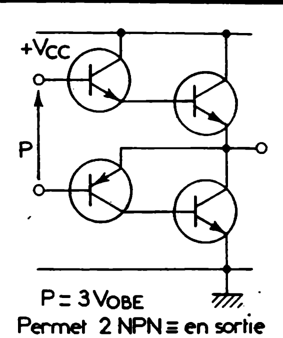


Fig. 53 à 55 — Emploi des amplificateurs Darlington

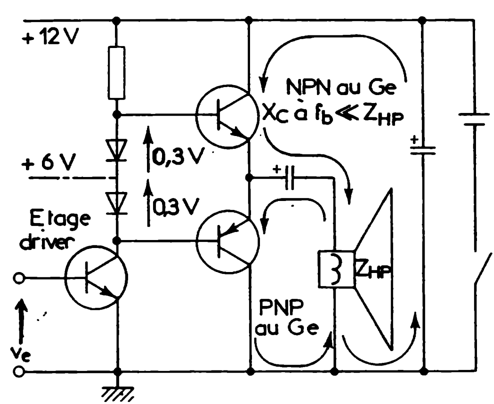


Fig. 56 — Ampli. sans transformateur

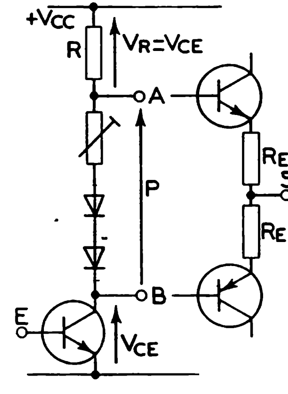


Fig. 57 — Polarisation classe AB

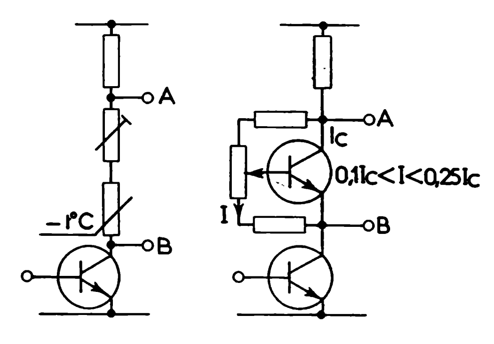


Fig. 58 et 59 — Variantes de polarisation

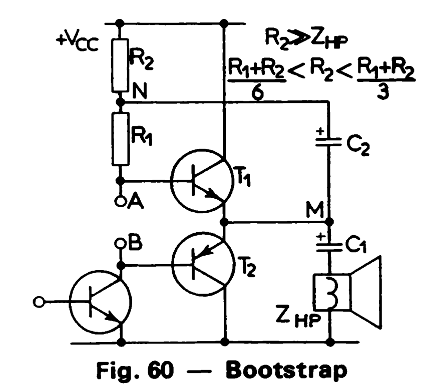


Fig. 60 — Bootstrap

7° Protection de l'étage de *P*

Un tel circuit est utilisé (*fig. 101* en E14).

Lorsque le signal de sortie dépasse une certaine valeur aux bornes de R_{25} et R_{26} les transistors Q_3 Q_4 normalement bloqués, se mettent à conduire. Le signal d'attaque de Q_5 et Q_6 est alors dérivé par Q_3 et Q_4.

Les diodes D_4 D_5 protègent les transistors de sortie en cas de court-circuit du *HP* ou en cas de tension inverse.

8° Circuits intégrés (*fig. 62*)

L'intégration comporte :

- un amplificateur différentiel avec source à courant constant,
- un circuit d'auto-équilibrage,
- un étage driver,
- un amplificateur symétrique classe *AB* à « Darlington » complémentaires.

Les circuits de compensation en fréquence sont ajoutés par l'utilisateur (voir D5).

De nombreux *CI* sont proposés par les constructeurs, de 1 W à 18 W.

On peut aussi utiliser le *CI* en étage driver, débitant sur un ampli. symétrique à transistors (*fig. 63*).

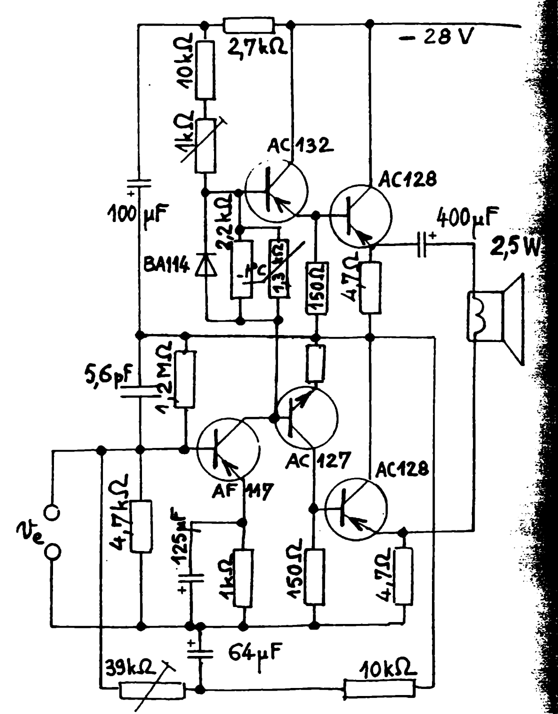


Fig. 61 — Ampli. de sortie classe AB à deux « Darlington » complémentaires

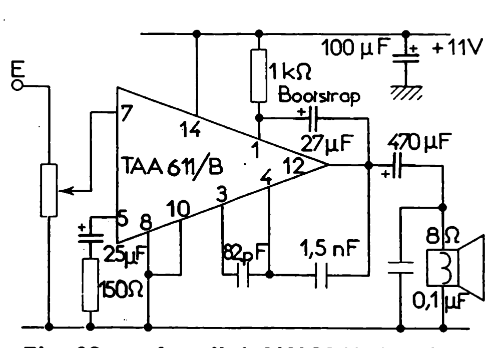


Fig. 62 — Ampli. 1,4 W, 80 Hz à 15 kHz D < 1,5 % pour P_m < 1,4 W

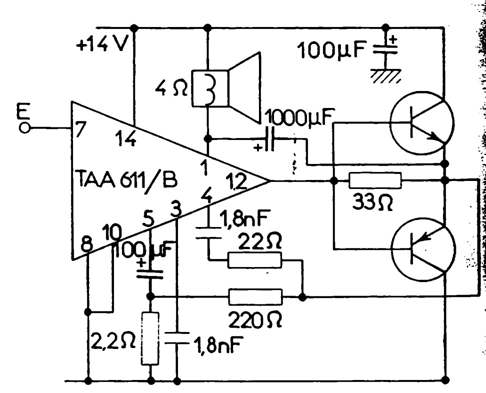


Fig. 63 — Ampli. 5 W. HF 4 Ω

IX - AMPLIFICATION À LARGE BANDE

1° Bande passante (*fig. 64*) en montage *EC*

Les *fréquences de coupure* [1] correspondent à une atténuation de 3 dB [2].

• *L'atténuation aux fréquences basses est due à C_L. f* de coupure basse : f_b

$$A_v = \frac{A_{v0}}{1 - jf_b/f} = \frac{A_{v0}}{1 - \dfrac{j}{R_0 C_L \omega}}, \quad \text{soit} \quad \left|\frac{A_v}{A_{v0}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_b/f)^2}} \quad \text{si } f = f_b \text{ on a } \left|\frac{A_v}{A_{v0}}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$f_b = \frac{1}{2\pi(R_{sT_1} + R_{eT_2})C_L} \quad \boxed{f_b = \frac{1}{2\pi R_0 C_L}}$$

R_{sT_1} = résistance de sortie de l'étage T_1.
R_{eT_2} = résistance d'entrée de l'étage T_2.

• *L'atténuation aux fréquences élevées est due à C_T. f* de coupure aiguë : f_a

$$A_v = \frac{A_{v0}}{1 + jf/f_a} = \frac{A_{v0}}{1 + jR_L C_T \omega}, \quad \text{soit} \quad \left|\frac{A_v}{A_{v0}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_a)^2}} \quad \text{si } f = f_a \text{ on a } f_a \left|\frac{A_v}{A_{v0}}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi R_L(C_{sT_1} + C_{eT_2})} \quad \boxed{f_a = \frac{1}{2\pi R_L C_T}}$$

C_{sT_1} = capacité de sortie de l'étage T_1
C_{eT_2} = capacité d'entrée de l'étage T_2.

• L'amplification à large bande ou *VF* (vidéo-fréquence utilisée en télévision et par extension en radar et sur oscillographe) consiste à élargir la bande passante définie à 3 dB d'atténuation (à la limite de 0 Hz à quelques dizaines de MHz).

2° Elargissement aux fréquences basses

a) *Augmenter C_L*

$f_b \searrow$ mais on est limité par la taille des condensateurs [3] qui augmente la longueur des liaisons et la valeur des capacités parasites C_p.

b) *Adopter des liaisons directes* (voir B5)

c) *Compenser par C en // sur une partie de la charge* (*fig. 65 et 66*)

Pour simplifier les calculs, on suppose R_2 non branchée et $R_{eT_2} \gg R_1$ (T_2 bipolaire *CC* ou *TEC*)

$$A_v = \frac{A_{v0}}{1 - \dfrac{j}{R_0 C_L \omega}} \quad \text{devient} \quad A_v = \frac{-g_m(R_1 - j/C\omega)}{1 - \dfrac{1}{R_{eT_2} C_L \omega}} = \underbrace{-g_m R_1}_{\approx A_{v0}} \frac{1 - j/R_1 C\omega}{1 - j/R_{eT_2} C_L \omega}.$$

Compensation exacte si $\boxed{R_1 C = R_{eT_2} C_L}$ valable si $R_2 \gg 1/C\omega$.

d) *Utiliser une contre-réaction sélective* (voir C2)

3° Elargissement aux fréquences élevées

a) *Diminuer C_T* : $C_T = C_{sT_1} /\!/ C_{eT_2} = C_{22e} /\!/ C_p /\!/ C_{11e}$.

$C_T \searrow$ si :
- $C_{22e} \searrow$ avec $\boxed{C_{22e} = C_{22b} h_{21e}}$ C_{22b} donné sur catalogues fabricants.
- C_{22b} : 25 à 40 pF pour Ge allié et 2 à 25 pF pour Si diffusé.
- La capacité C_{22e} prépondérante sur les 2 autres ne donne une atténuation sensible qu'au-delà de 50 kHz quel que soit le transistor (elle est négligeable, de l'ordre de 1 pF pour un *TEC*).
- $C_p \searrow$ si liaison courte et si C_L miniature (quelques pF).
- $C_{11e} \searrow$ avec $\boxed{C_{11e} = C_{11b} + \underbrace{C_{12e}(1 + A_v)}_{\text{effet Miller pour montage } EC}}$ C_{11b} : 6 à 85 pF ; C_{12e} : 1 à 6 pF.

(1) Appelées aussi fréquences quadrantales car elles sont déphasées de $\pi/4$ par rapport à la fréquence moyenne f_0, en avance pour f_b, en retard pour f_a.
(2) L'atténuation de 3 dB correspond à une diminution de moitié de la puissance. Elle est insensible pour l'oreille, d'où l'intérêt de définir la bande passante d'un ampli. à − 3 dB.
(3) Proscrire les condensateurs à enveloppe métallique.

On exprime la qualité d'un ampli. à passer les f élevées par le *facteur de mérite M*.

– En régime sinusoïdal $\boxed{M = A_v B_3 = -\frac{g_m}{2\pi C_T}}$ pour l'étage.

Pour le transistor seul $A_v B_3 = -\frac{g_m}{2\pi C_{22e}} = f_T$ fréquence de transition donnée sur catalogue.

– En régime impulsionnel $\boxed{M = A_v/t = -\frac{g_m}{2.2\, C_T}}$ remplacer C_T par C_{22e} pour le transistor seul
t_r : temps de montée (fig. 72)

b) *Correction // par L (fig. 67 et 68)*

Pour simplifier les calculs on suppose $R_{eT_2} \gg R_C$ (T_2 bipolaire monté CC ou TEC). A la résonance on a $LC_T\,\omega^2 = 1$. Le coefficient de qualité $Q = \frac{L\omega}{R_C}$ soit $Q = \frac{1}{R_C}\sqrt{\frac{L}{C_T}}$.

On utilise le coefficient $m = Q^2 = \frac{L}{R_C^2\, C_T}$ $\left(m = \frac{L}{R_C\, R_L\, C_T}\right.$ pour T_2 bipolaire monté $\left.EC\right)$. L'étude de la charge $Z_L(p) = \frac{R_C + Lp}{1 + R_C\, C_T\, p + LC_T\, p^2}$ avec $p = j\omega$ donne les courbes *figure 69*.

– En régime sinusoïdal (*fig. 69*) en choisissant $f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} = \frac{1}{2\pi R_L\, C_T}$ on obtient $f'_a \gg f_a$.

– En régime impulsionnel (*fig. 72*) le temps de montée sans correction ($L = 0$ soit $m = 0$) est :
$t_r = t_2 - t_1 = 2{,}2\, R_L\, C_T = 2{,}2\,\tau$. **(L'échelon est intégré par $R_L\, C_T$)**
on obtient un temps plus faible avec correction.

$m = 0{,}25$	Courbe sans rebond en impulsion pour la valeur d'inductance critique	$t_r = 1{,}6\ \tau$.
$m = 0{,}4$	Courbe la plus plate en sinusoïdal utilisée en télévision $f'_a = 1{,}7\, f_a$. Nouvelle bande passante $= 1{,}7\, B_3$	$t_r = 1{,}4\ \tau$.
$m = 0{,}5$	Courbe la plus large avec rebondissement acceptable (2 %) $f'_a = 1{,}8\, f_a$. Nouvelle bande passante $= 1{,}8\, B_3$.	$t_r = 1{,}3\ \tau$. $t_r = \tau$
$m = 1$	Le rebond devient oscillant.	

Si l'amortissement naturel du circuit n'est pas suffisant, on ajoute une résistance d'amortissement R_a (calculer L d'après f_a puis ayant choisi m déduire R_a d'après R_L).

c) *Correction série par L (fig. 70 et 71)*

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} \quad \text{avec} \quad C_0 = \frac{C_{sT_1}\, C_{eT_2}}{C_{sT_1} + C_{eT_2}},\ m = Q^2 = \frac{L}{R_0^2\, C_0} \quad \text{avec} \quad R_0 = R_C + R_{eT_2}.$$

Pour diverses valeurs de m on obtient les valeurs ci-dessus. La correction mixte, combinaison des deux précédentes donne d'excellents résultats (voir H6).

d) *Contre-réaction par C_E de faible valeur (fig. 73)* (voir C4)

Les f élevées sont avantagées car la contre-réaction diminue A_v aux f basses. On choisit C_E tel que la f de coupure de $r_s\, C_E$ soit celle de l'étage non corrigé.

$$f_a = \frac{1}{2\pi r_s\, C_E} = \frac{1}{2\pi R_L\, C_T} \quad \text{soit} \quad C_E = \frac{R_L\, C_T}{r_s} \quad \text{avec} \quad r_s \approx \frac{1}{g_m} = \frac{h_{11e}}{h_{21e}} \quad \text{(montage } CC\text{)}.$$

Pour un TEC remplacer r_s par la résistance de source R_s (car $r_s \gg R_s$).

e) *Utiliser le montage CC* au lieu du montage EC car la sortie en basse Z rend l'influence de C_p négligeable.

4° Bande passante globale

– Deux étages identiques (*fig. 74*) $A_{v_0} = A_{v_1}\, A_{v_2}$ $G_v = G_{v_1} + G_{v_2}$

$$A_v = \frac{A_{v0}}{(1 - j\omega_b/\omega)(1 + j\omega/\omega_a)} = \frac{A_{v0}\, j\omega/\omega_b}{(1 + j\omega/\omega_b)(1 + j\omega/\omega_a)} = A_{v0}\frac{p\omega_a}{(p + \omega_b)(p + \omega_a)}.$$

Les f de coupure sont à 6 dB d'atténuation et l'atténuation 12 dB/octave.

– n étages $(B_3)_n = B_3\sqrt{2^{1/n} - 1} \approx 0{,}84 . B_3/\sqrt{n}$

pour $n = 2$, on obtient $(B_3)_2 = B_3\sqrt{\sqrt{2} - 1} = 0.643\, B_3$.

– Deux étages différents (*fig. 75*). On peut étendre la méthode à 3 étages. On obtient une 3e fréquence de coupure f''_a et une nouvelle pente de 18 dB/oct. Ce cas est classique sur circuits intégrés linéaires (voir D5).

AMPLIFICATION

AMPLIFICATION A LARGE BANDE

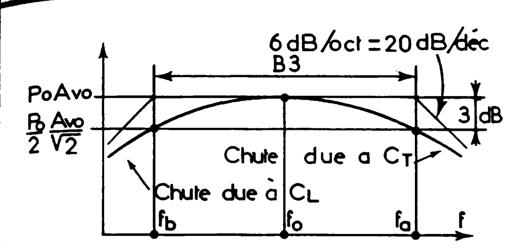


Fig. 64 — Bande passante

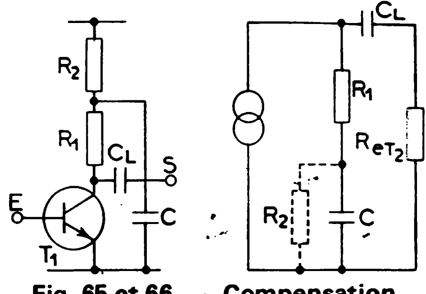


Fig. 65 et 66 — Compensation par C

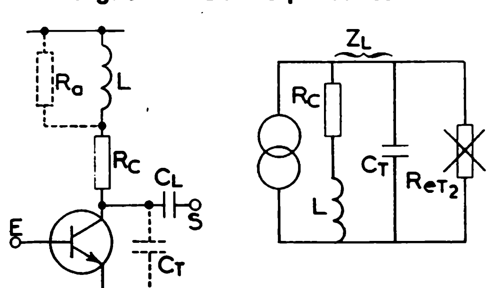


Fig. 67 et 68 — Compensation parallèle par L

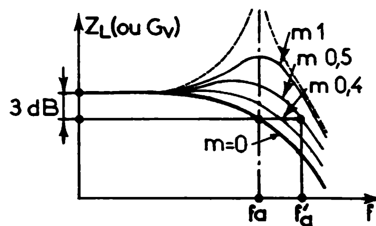


Fig. 69 — Action de L sur B_3

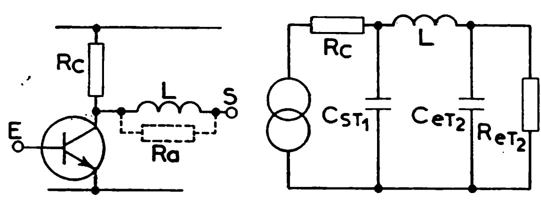


Fig. 70 et 71 — Compensation série par L

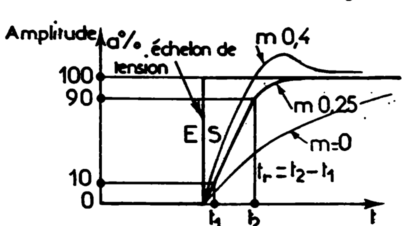


Fig. 72 — Action de L sur un échelon

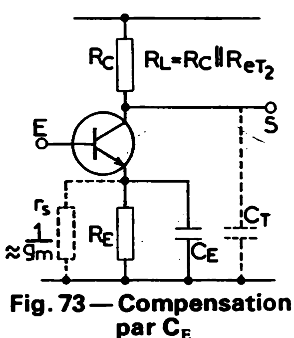
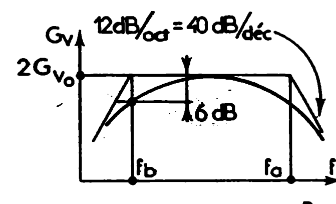


Fig. 73 — Compensation par C_E



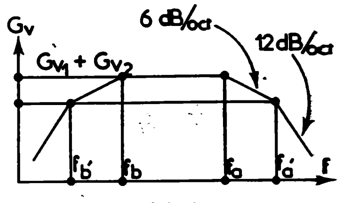




Fig. 74 — 2 étages identiques

Fig. 75 — 2 étages différents

RÉACTION NÉGATIVE
PRINCIPE

I - RÉACTION NÉGATIVE (rétroaction ou contre-réaction : C.R.)

1° Définitions

La réaction négative consiste à réinjecter, à l'entrée d'un étage amplificateur, un signal proportionnel au courant ou à la tension de sortie, *en opposition de phase* avec le signal d'entrée. L'amplification est diminuée.

La réaction négative est usuellement désignée contre-réaction. Nous la désignerons par raison de commodité C.R.

On appelle taux de réaction la fraction de la grandeur de sortie ramenée à l'entrée. Nous le désignerons par la lettre B (1).

Les symboles des autres grandeurs utilisées sont donnés à la page ci-contre. Les symboles des grandeurs avec réaction sont affectés de l'indice r (A_{vr}, v_{sr}, R_{er}...).

Le tableau ci-contre (*fig. 1* à *4*) montre les quatre montages possibles de réaction négative.

2° Propriétés de la réaction négative série (*fig. 1* et *2*)

Ces propriétés sont valables si la grandeur réinjectée est proportionnelle à la grandeur de sortie, si le circuit de C.R. ne charge pas l'amplificateur et s'il ne transmet aucun signal de l'entrée à la sortie.

a) La tension maximale admissible à l'entrée peut être $(1 + A_v B_v)$ fois plus grande.

b) L'amplification en tension avec C.R. devient : $A_{vr} = \dfrac{A_v}{1 + A_v B_v}$ avec $|A_{vr}| < |A_v|$ (2).

c) L'amplification en courant n'est pas modifiée : $A_{ir} = A_i$.

d) Si $A_v B_v \gg 1$ $A_{vr} = \dfrac{v_s}{v_e} \approx \dfrac{1}{B_v}$. L'amplification devient indépendante du tube ou du transistor et de leur charge, ce qui est avantageux pour l'interchangeabilité des éléments.

Elle est indépendante également de leur vieillissement et des variations de la tension d'alimentation, d'où son intérêt sur les appareils de mesures.

e) Elle régularise la tension de sortie, sa forme et sa phase, d'autant mieux que B_v est plus grande. L'amplificateur est stabilisé (pas d'oscillations spontanées). La stabilisation explique l'emploi de 2 ou 3 étages avec C.R. alors qu'un seul aurait suffi sans C.R.

f) La C.R. nivelle la caractéristique de réponse. Elle atténue les pointes de résonances (*fig. 5*).

g) Les fréquences de coupure à 3 dB deviennent

$$f_{1r} = \frac{f_1}{1 + A_v B_v} \quad \text{et} \quad f_{2r} = (1 + A_v B_v) f_2 .$$

La bande passante est beaucoup plus large (*fig. 5*). On a $A_{vr} B_{3r} = A_v B_3$.

h) La distorsion harmonique est diminuée $D_r = \dfrac{D}{1 + A_v B_v}$ à condition que la puissance utile soit éloignée de la puissance maximale de l'amplificateur (*fig. 7*). Par contre, la C.R. ne modifie pas le rapport signal/bruit. Elle diminue les résonances du transformateur de sortie si on l'incorpore à la chaîne de réaction. La distorsion de phase est diminuée (Ampli vidéo).

i) La réaction peut être réglable en incorporant une résistance réglable dans la chaîne de réaction.

j) La C.R. peut être sélective (B_v différent suivant les fréquences) en incorporant des C ou L dans la chaîne de réaction.

(1) Ce symbole n'est pas normalisé et, suivant les auteurs, il est remplacé par β, H, K, r. Pour éviter toute confusion nous désignerons la bande passante à 3 dB par B_3.

(2) On a une réaction négative si $A_v B_v > 0$ qui donne $|A_{vr}| < |A_v|$ et une réaction positive si $A_v B_v < 0$ qui donne $|A_{vr}| > |A_v|$ avec oscillations.

RÉACTION NÉGATIVE

PRINCIPE

	C.R. EN TENSION	C.R. EN INTENSITÉ

C.R. SÉRIE

On associe les entrées des deux quadripôles en série

A_i non modifiée

$A_{vr} < A_v$

C. R. en tension série ou série II

On réinjecte à l'entrée une tension ∾ à v_s

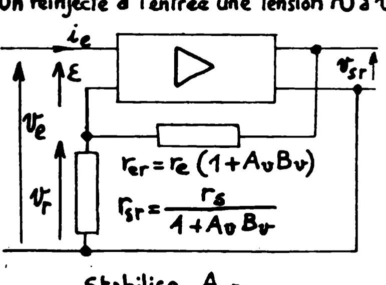


Fig. 1 Stabilise A_{vr}

C.R. en intensité série ou série-série

On réinjecte à l'entrée une tension ∾ à i_s

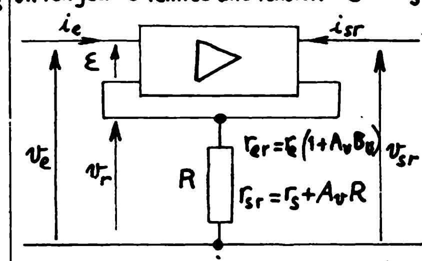


Fig. 2 Stabilise $\frac{i_{sr}}{v_e}$ (transconductance)

C.R. PARALLÈLE

On associe les entrées des deux quadripôles en parallèle.

A_v non modifiée

$A_{ir} < A_i$

C.R. en tension-II ou II-II

On réinjecte à l'entrée un courant ∾ à v_s

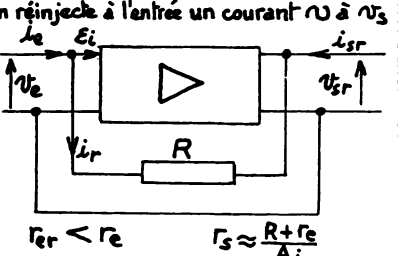


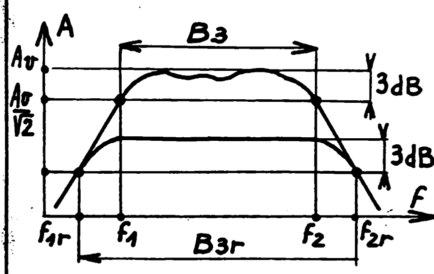
Fig. 3 Stabilise $\frac{v_{sr}}{i_e}$ (transrésistance)

C.R. en intensité-II ou II-série

On réinjecte à l'entrée un courant ∾ à i_s

i_e ε_i i_{sr} v_e i_r v_{sr}

Fig. 4 Stabilise A_{ir}



$$f_{1r} = \frac{f_1}{1+A_vB_v} \qquad f_{2r} = (1+A_vB_v)f_2$$

Fig. 5 – Caractéristique de réponse

- v_e, i_e : tension et courant d'entrée
- v_{sr}, i_{sr} : tension et courant de sortie avec C.R.
- v_r, i_r : tension et courant réinjectés à l'entrée
- ε_v, ε_i : tension et courant d'entrée résultants
- A_v, A_i : amplification en tension ou courant sans C.R.
- A_{vr}, A_{ir} : amplification avec C.R.
- A.B : facteur de réaction – (1+AB) : facteur de réduction
- r_e, r_s : résistances d'entrée et de sortie sans C.R.
- r_{er}, r_{sr} : résistances avec C.R.

3° Propriétés de la réaction négative parallèle (*fig. 3* et *4*)

a) L'amplification en courant avec C.R. devient :

$$A_{ir} = \frac{A_i}{1 + A_i B_i} \quad \text{avec} \quad |A_{ir}| < |A_i|$$

b) L'amplification en tension n'est pas modifiée : $A_{vr} = A_v$.

c) Si $A_i B_i \gg 1$ $A_{ir} \approx 1/B_i$

d) La bande passante n'est pas modifiée.

Remarques

– On peut exprimer l'efficacité de la réaction en décibels par :

$$a = 20 \lg A/A_r \quad \text{ou} \quad a = 20 \lg (1 + AB).$$

– Dans le cas général, A, B, AB, $1 + AB$, A_r peuvent être des nombres complexes ; les capacités et inductances propres du montage ainsi que celles qui sont volontairement ajoutées dans la chaîne de réaction interviennent. Les déphasages introduits pour certaines fréquences peuvent amener de la réaction positive et rendre le montage instable (critère de Nyquist : voir cours théorique).

– La caractéristique de réponse est d'autant plus plate que le taux de réaction en tension est plus élevé et que la réaction est effectuée sur un nombre plus grand d'étages (*fig. 6*).

– Si une réaction sur plus de deux étages s'avérait nécessaire, il faudrait la fractionner car les déphasages importants en extrémité de la bande passante provoqueraient de la réaction positive inadmissible (*fig. 8*). L'ampli avec C.R. reste stable si la nouvelle droite qui représente G_{vr} sur le diagramme de Bode, coupe la pente dans la zone 6 dB/oct. (voir *fig. 75* en *B12* et *fig. 25* en *D5*).

II - APPLICATIONS

1° Réaction négative série en tension (ou série-parallèle)

a) *Schéma de base* (*fig. 9*)

On pourra vérifier sur chaque schéma que la condition de phase est bien réalisée. Par exemple partant de A pour y revenir, on fait le total des déphasages le long de la boucle suivie par le signal. (Aux fréquences de travail les déphasages introduits par les condensateurs sont négligeables.) De A le signal entre sur la base de T_2, sort sur le collecteur (180°), puis entrant sur l'émetteur de T_1 il en ressort sur le collecteur (0°). Total 180° : Il y a bien opposition de phase.

Si Z_C négligeable et $i \gg i_c$ avec $i \approx v_2/R$ car $R \gg R_{ET_1}$, on a :

$$B_v = \frac{R_{ET_1}}{R_{ET_1} + R} \quad \text{soit} \quad A_{vr} \approx \frac{R}{R_{ET_1}}$$

b) *Résistances d'entrée et de sortie*

$$r_{er} = r_e (1 + A_v B_v) \qquad r_{sr} = \frac{r_s}{1 + A_v B_v}$$

La résistance d'entrée étant augmentée et la résistance de sortie diminuée, on se rapproche des conditions idéales d'une attaque d'amplificateur en tension.

c) *Cas particuliers*

— Si c a une valeur faible, Z_c est non négligeable pour les basses fréquences,

$$B_v \searrow \quad \text{et} \quad A_v(BF) > A_v(HF).$$

On a une contre-réaction sélective qui avantage les fréquences basses. La fréquence de coupure est donnée par le calcul du circuit de réaction (*fig. 9*).

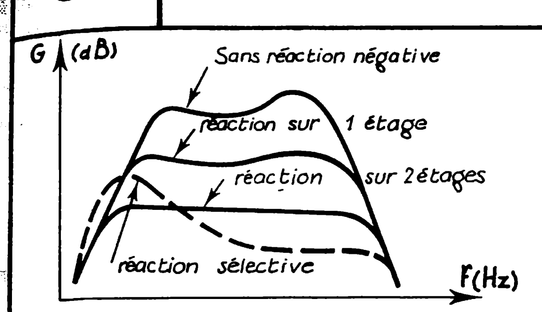


Fig. 6 — Caractéristique de réponse

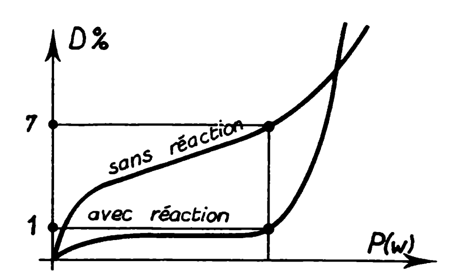


Fig. 7 — Distorsion en fonction de P

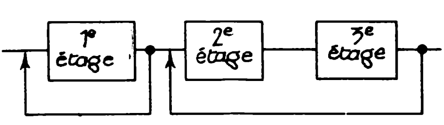


Fig. 8 — Réaction sur 3 étages

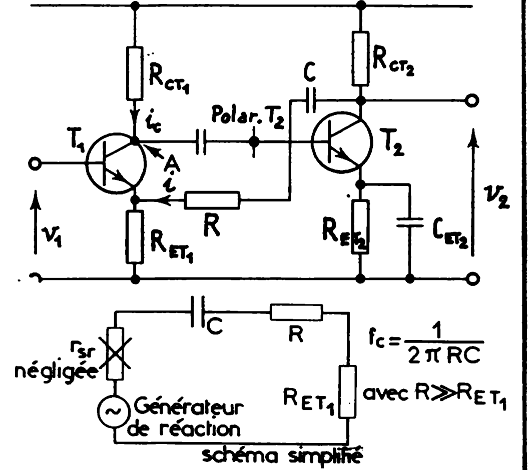


Fig. 9 — C. R. série en tension

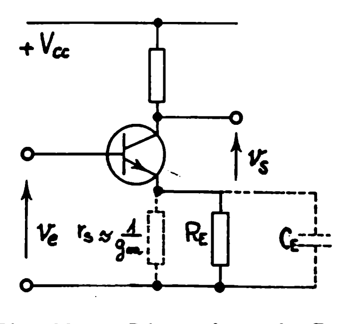


Fig. 10 — Montage CC

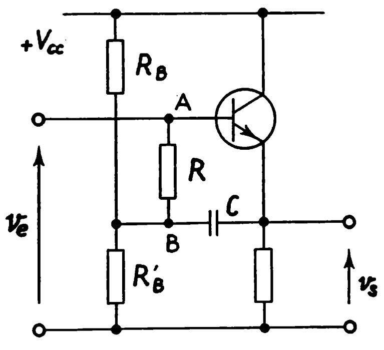


Fig. 12 — Montage Bootstrap

Fig. 11 — Découplage de R_E

– En remplaçant R_{ET_1} par une résistance ajustable, on peut régler B.

– *Montage CC (fig. 10)*. Dans ce cas, la totalité de la tension de sortie est ramenée sur l'entrée (C.R. totale)

$$B_v = 100\,\% \qquad A_{vr} \approx 1 \qquad r_{er} = r_e + h_{21e} R_E \qquad r_{sr} = \frac{R_g + h_{11e}}{h_{21e}}.$$

Si R_g, résistance du générateur de Thévenin, est négligeable, on a $\boxed{r_{sr} \approx 1/g_m}$.

– *Découplage de R_E par C_E (fig. 11)*. En réalité, C_E doit découpler la résistance de sortie du montage CC, c'est-à-dire pour une attaque en tension $1/g_m < R_E$. Il faut donc que l'on ait à la pulsation la plus basse à transmettre $r_s\, C_E\, \omega_b = 1$ soit $\boxed{C_E \geqslant g_m/\omega_b}$ ou $C_E\ \mu\mathrm{F} \geqslant \dfrac{16 \times 10^4}{f_b} \dfrac{h_{21}}{h_{11}}$.

– *Montage Bootstrap (fig. 12)*. C'est un montage collecteur commun, modifié en vue d'augmenter la résistance d'entrée de l'étage. On a R_e (étage) $\approx r_e$ (transistor). Les résistances de base R_B, R'_B n'étant plus directement en parallèle sur r_e, sont négligeables car la résistance dynamique de R peut être considérée comme infinie. Le courant variable dans R est nul puisque les tensions de A et B sont égales et en phase.

Z_C négligeable aux fréquences de travail.

2° Réaction négative parallèle en tension (ou parallèle-parallèle)

a) *Schéma de base (fig. 13)*

Si $i_r \ll i_c$ soit $R \gg R_C$ et $v_1 \ll v_2$ on a :

$$B_i = \frac{i_r}{i_c} = \frac{R_c}{R} \qquad \boxed{A_{ir} \approx \frac{R}{R_c}} \qquad A_{vr} = A_v.$$

AvR = Vv

Dans la pratique, remplacer R_C par R_L.

Si R_g (générateur) n'est pas négligeable, on a une configuration apparentée à celle de la *figure 15* avec $R_1 = R_g$.

b) *Résistances d'entrée et de sortie*

$$\boxed{\frac{1}{r_{er}} = \frac{1}{r_e} + \frac{A_v}{R}} \qquad \boxed{r_{sr} \approx \frac{R + r_e}{h_{21e}}}.$$

Les résistances d'entrée et de sortie sont toutes deux diminuées.

c) *Cas particuliers*

– Le schéma précédent, déjà vu lors de la stabilisation en température, utilise une C.R. agissant en continu et en alternatif. Lorsqu'on veut éliminer la C.R. alternative on utilise la variante (*fig. 14*) avec :

$$1/C\omega \ll R_1 \ll R_2 = R'_2.$$

– **L'amplificateur opérationnel** (*fig. 15*) est un amplificateur à courant continu utilisant une C.R. parallèle en tension (résistance R_2). L'amplification sans réaction (boucle ouverte) est très grande $A_0 = V_s/\varepsilon$. En fait en ajoutant la résistance R_1 en série dans l'entrée on obtient le *montage inverseur* et on calcule l'amplification composite $V_s/V_e = -R_2/R_1$. Dans ce cas, on a aussi une C.R. en tension avec $B_v = R_1/(R_1 + R_2)$ et $r_{sr} = r_s/(1 + A_v B_v)$, soit ici avec les notations employées avec l'ampli. opérationnel (Z_s, Z_0, A_0, B pour r_{sr}, r_s, A_v, B_v) et $A_v B_v$ ou $A_0 B \gg 1$

$$Z_s = \frac{Z_0}{A_0 B} \quad \text{avec} \quad B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{donne} \quad \boxed{Z_s = \frac{Z_0(1 + R_2/R_1)}{A_0}}.$$

$Z_{AB} = Z_d$: impédance différentielle est pratiquement infinie. Il ne circule pas de courant dans l'entrée et $V_A \approx V_B$. Le point A est une masse virtuelle et on a : $\boxed{Z_e = R_1}$.

Dans le cas du montage non inverseur (voir D7) l'impédance de sortie est inchangée et l'impédance d'entrée devient $r_{er} = r_e(1 + A_v B_v)$ soit $Z_e = Z_d A_0 B$ avec $B = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$ et $\boxed{Z_e = Z_d A_0 \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}}$.

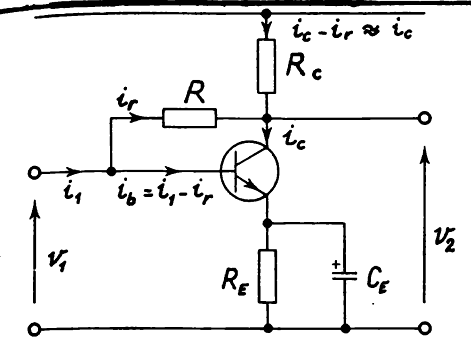


Fig. 13 — C. R. parallèle en tension

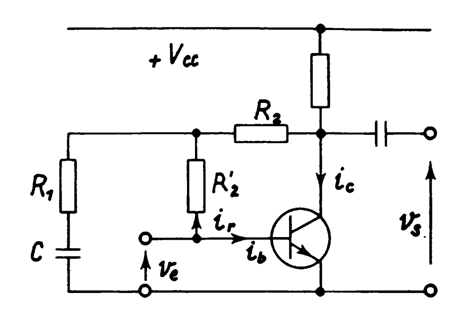


Fig. 14 — C. R. parallèle en tension en continu

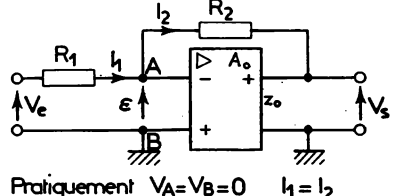


Fig. 15 — Ampli. opérationnel

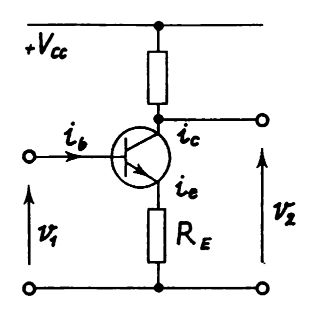


Fig. 16 — C. R. série en intensité

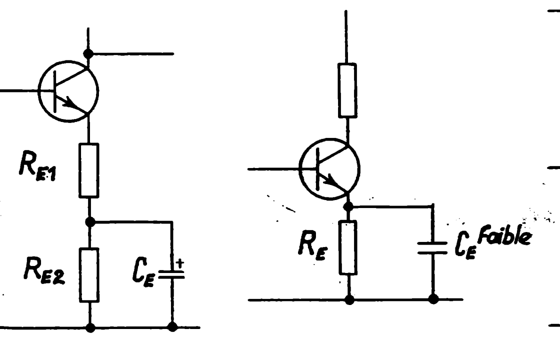


Fig. 17-18 — C. R. en intensité : variantes

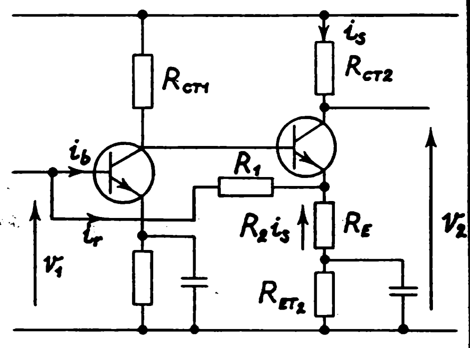


Fig. 19 — C. R. en intensité parallèle

3° Réaction négative série en intensité (ou série-série)

a) *Schéma de base (fig. 16)*

Si $i_c \gg i_b$ soit $i_e \approx i_c$ on a :

$$B_v = \frac{v_{RE}}{v_2} = \frac{R_E}{R_C} \quad \boxed{A_{vr} \approx \frac{g_m R_C}{1 + g_m R_E}} \quad \text{si} \quad g_m R_E \gg 1, \quad A_{vr} \approx \frac{R_C}{R_E}.$$

Dans la pratique, remplacer R_C par R_L.

b) *Résistances d'entrée et de sortie*

$$\boxed{r_{er} = r_e(1 + A_v B_v)} \quad \boxed{r_{sr} = r_s(1 + A_v B_v)}$$

soit dans le cas du schéma de la figure 16 :

$$\boxed{r_{er} = r_e + h_{21e} R_E} \quad \boxed{r_{sr} = r_s(1 + g_m R_E)}.$$

Les résistances d'entrée et de sortie sont toutes deux augmentées.

c) *Cas particuliers*

– Le schéma précédent, déjà vu lors de la stabilisation en température, est tel que la C.R. agit en continu et en alternatif. Lorsque la valeur de R_E ne convient pas pour les deux, il faut la fractionner (*fig. 17*).

En continu : $B_v = \dfrac{R_{E_1} + R_{E_2}}{R_L}$. En alternatif : $B_v = \dfrac{R_{E_1}}{R_L}$.

– Lorsqu'on désire une C.R. sélective avantageant les fréquences basses, il faut découpler R_E par C_E de faible valeur (*fig. 18*) dont le calcul est donné en B12.

4° Réaction négative parallèle en intensité (ou parallèle-série)

a) *Montage de base (fig. 19)*

Si $i_r \ll i_s$ et $v_{beT_1} \ll R_2 i_s$ on a :

$$B_i = \frac{i_r}{i_s} = -\frac{R_2}{R_1} \quad \text{soit} \quad \boxed{A_{ir} \approx -\frac{R_1}{R_2}} \quad A_{vr} = A_v.$$

b) *Résistances d'entrée et de sortie*

On montre que $r_e \searrow$ et $r_s \nearrow$, permettant ainsi de se rapprocher des conditions idéales d'une attaque d'amplificateur en courant (résistance de générateur élevée).

c) *Cas particulier*

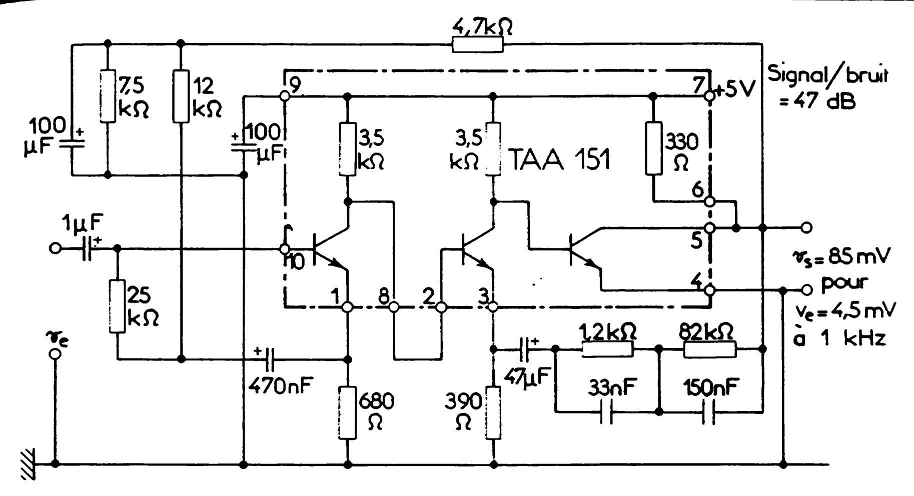
Le montage *BC* est équivalent à un montage *EC* plus une C.R. parallèle en intensité.

Remarques

Ce type de réaction est utilisé sur ampli. à courant continu pour stabiliser A_i ou sur ampli. alternatif pour stabiliser en température (voir préampli. avec compensation R.I.A.A.).

Pour tous les montages, les résistances d'entrée et sortie sont modifiées. Ils peuvent être utilisés comme adaptateurs d'impédances.

Compte tenu des capacités d'entrée et de sortie des montages, les impédances d'entrée et de sortie sont modifiées dans le même rapport que les résistances d'entrée et de sortie.



Stabilisation de l'ampli continu: contre-réaction en courant.
Compensation R.I.A.A.: contre-réaction en tension.
Augmentation de Re: bootstrap.

Fig. 20 — Préampli. R.I.A.A. à circuit intégré TAA151

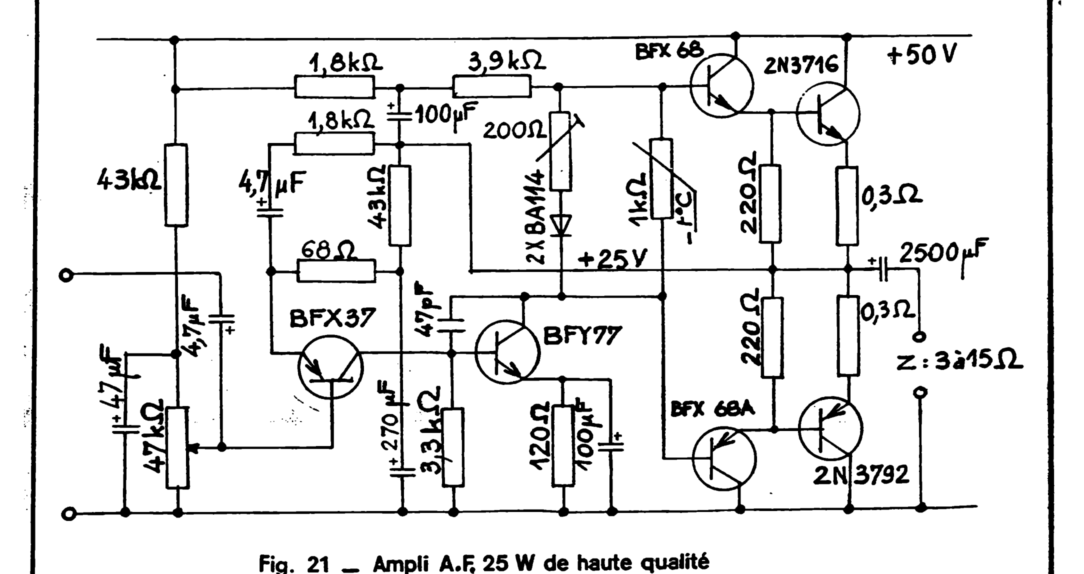


Fig. 21 — Ampli A.F. 25 W de haute qualité

I - CLASSIFICATION

1° Circuits intégrés logiques : non étudiés dans cet ouvrage (1).

2° Circuits analogiques (ou linéaires)

– Amplificateurs différentiels et comparateurs.
– Amplificateurs opérationnels.
– Circuits HF et BF.
– Circuits spécialisés.

Nous n'étudierons dans ce chapitre que les deux premières catégories.

II - CONSTITUTION INTERNE

En plus des montages classiques de transistors qui peuvent apparaître à l'examen d'un schéma interne de C.I. (2), on rencontre des dispositions que la nouvelle technologie permet d'utiliser avec avantages, et en particulier le fait que le nombre des transistors n'influe pas sur le prix de revient. On utilise de préférence des résistances de faibles valeurs et, par contre, on évite les condensateurs.

1° Polarisation ordinaire *(fig. 1)* (3)

Le transistor T_1 (identique à T_2) est monté en diode en réunissant base et collecteur. Ainsi T_2 est polarisé par la tension de déchet de la diode. Le courant I_{CT_2} reste constant dans une large gamme de température. Ce courant est fixé soit par la valeur de R_1, soit par la valeur $+V$.

2° Polarisation à valeur optimale (*fig.* 2)

$T_1 = T_2$ sont polarisés à une valeur identique. $R_3 = R_4$.

$I_{CT_1} = I_{CT_2}$. De A à B on a $V = (I_C + 2\,I_B)\,R_1 + R_4 I_B + V_{BE}$.

Soit $I_C + (2 + \frac{R_3}{R_1})\,I_B = V - V_{BE}$, comme $V_{BE} \ll V$ et $(2 + \frac{R_3}{R_1})\,I_B \ll I_C$, on obtient $I_C \approx V/R_1$. Si $R_2 = R_1/2$, comme $I_{CT_1} = I_{CT_2}$, la chute de tension dans R_2 est moitié de celle dans R_1, soit $\boxed{V_S \approx V/2}$.

On a ainsi un amplificateur en classe A dont le point de repos est fixé au milieu de la droite de charge, et ce, quelles que soient les variations de V ou de t (température).

3° Source de courant constant (*fig.* 3)

Si $T_1 = T_2$, on démontre que $I_{CT_2} \approx \frac{KT}{qR_2} \ln \frac{V}{R_I\, I_{CT_2}}$

K : Cte de Boltzmann,
T : température en °K,
q : charge de l'électron.

Donc I_{CT_2} varie environ comme le logarithme de V, c'est-à-dire très peu.

D'autre part, I_{CT_2} est une fonction linéaire de la température. Cette variation peut être compensée par l'emploi de résistances diffusées à haute résistivité.

La source de courant constant permet d'augmenter le RRTA et le RRMC des amplificateurs opérationnels *(voir B5 et D5)*.

(1) Voir Technologie des C.I. dans tome I *Technologie d'électronique*, du même auteur.
(2) Pour la commodité, nous désignerons « circuit intégré » par C.I.
(3) On ne doit pas représenter le cercle qui symbolise l'enveloppe des transistors, sur les schémas internes des CI.

CIRCUITS INTÉGRÉS

CONSTITUTION INTERNE

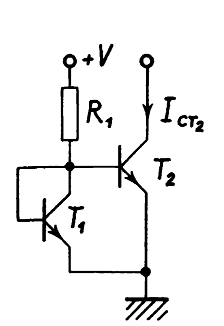


Fig. 1 — Polarisation ordinaire

Fig. 2 — Polarisation à valeur optimale

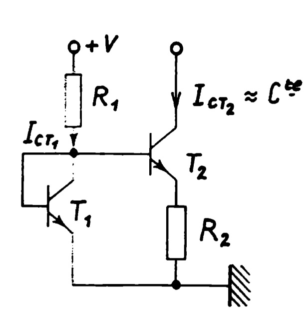


Fig. 3 — Source de courant constant

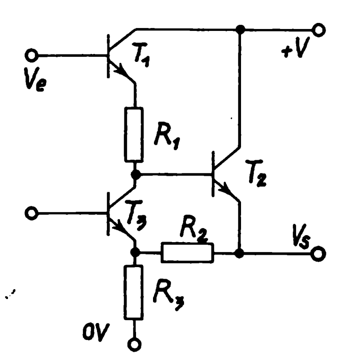


Fig. 4 — Décalage des potentiels

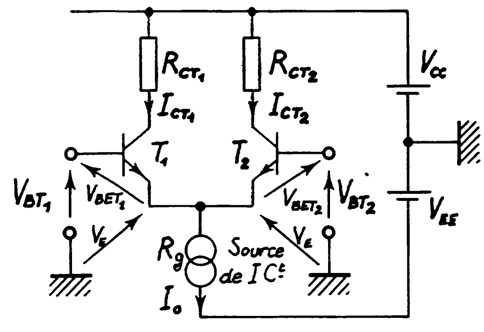


Fig. 5 — Amplificateur différentiel

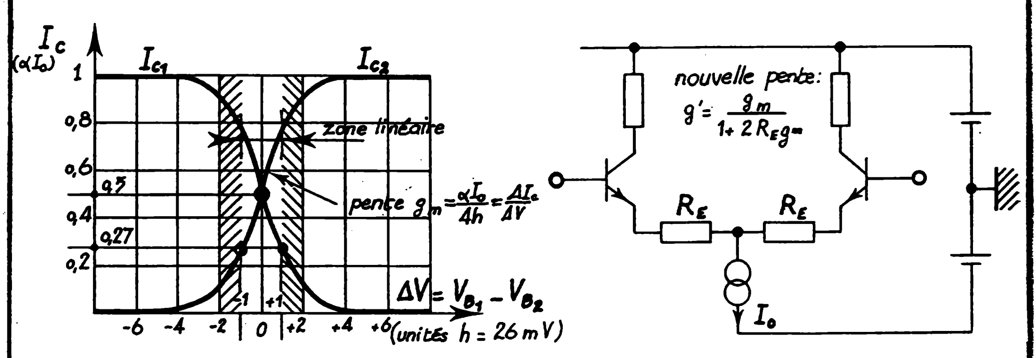


Fig. 6 — Caractéristique de transfert

Fig. 7 — Réaction négative

4° Décalage des potentiels *(fig. 4) (voir B5).*

Le décalage des potentiels entre tension d'entrée et tension de sortie peut être obtenu sur les amplificateurs à liaison directe au moyen d'une diode Zener en série dans la liaison. Le bruit étant assez important, on obtient ce décalage sur les *CI* par R_1 traversée par I_{CT_3}.

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} \approx \frac{1}{1 - \dfrac{R_1}{R_2}} \qquad \text{Résistance de sortie : } r_s \approx \frac{R_1 A_v}{h_{21T_2}}$$

Pour avoir une stabilité suffisante, il faut faire précéder le circuit par une source à basse impédance de grande stabilité : $R_g = \dfrac{h_{21T_1} R_2}{A_v}$.

5° Amplificateur de différence ou différentiel *(fig. 5)* (1)

Tension différentielle : $\Delta V = V_{BT_1} - V_{BT_2} = V_{BET_1} - V_{BET_2}$.

Les caractéristiques de transfert tracées à la figure 6 (I_C en fonction de ΔV) sont exprimées par :

$$I_{CT_1} = \frac{a I_0}{1 + \exp \dfrac{V_{BT_2} - V_{BT_1}}{h}} \qquad \text{et} \qquad I_{CT_2} = \frac{a I_0}{1 + \exp \dfrac{V_{BT_1} - V_{BT_2}}{h}}$$

$$\text{avec} \quad a = \frac{I_{CT_1}}{I_{ET_1}} = \frac{I_{CT_2}}{I_{ET_2}} \qquad \text{et} \qquad h = K\frac{T}{q} \quad (26 \text{ mV à } 25\ °\text{C}).$$

Si $\Delta V = 0$, $I_{CT_1} = \dfrac{1}{2} a I_0$ ($a I_0$: unités en ordonnées).

Si $\Delta V = h$, $I_{CT_1} = \dfrac{1}{1+e} a I_0 = 0{,}27\, a I_0$.

– La région linéaire correspond à une excursion $\Delta V = 50$ mV crête à crête.

– Pour $I_0 = C^{te}$, l'amplificateur assure une régulation automatique du gain.

– L'amplificateur différentiel agit en limiteur. Si $|\Delta V| > 4h$, $\Delta V_S \approx C^{te}$.

– $\Delta I_C = g_m \Delta V$ proportionnel à I_0, d'où l'utilisation en mélangeur, multiplicateur de fréquence, modulateur, démodulateur si I_0 est lié à l'un des termes variables.

– Si on applique une réaction négative d'intensité par R_E (*fig.* 7), la pente est diminuée, l'excursion d'entrée peut être augmentée avant que se manifeste la limitation, mais $A_v \searrow$.

6° Application à l'ampli-différentiel μA702A (*fig. 8* à *fig. 14*) (2)

– $T_1\, T_2$: entrée avec source de courant constant $T_3\, T_4$ ($Z_e = 200$ kΩ).

– T_5 : ampli inverseur de gain 1. On retrouve sur la base de T_6 la tension différentielle.

– T_8 et R_7 permettent un décalage de potentiel de 5 V sur T_7. Ainsi V_S peut être + ou (–) par rapport à la masse.

– T_9 constitue un étage intermédiaire de puissance.

– T_7 : sortie en basse impédance ($Z_S = 200$ Ω).

Le montage est parfaitement équilibré, c'est-à-dire $v_s = 0$ si $v_e = 0$.

La tension de décalage à l'entrée dépend surtout de l'égalité de R_1 et R_2. Leur géométrie doit être identique.

La bande passante va de 0 à 1 MHz à – 3 dB en boucle ouverte, et de 0 à 10 MHz en boucle fermée (résistance de 10 kΩ entre les bornes 7 et 2, *fig. 13*).

(1) Nous avons étudié en B5 l'ampli de différence seulement dans la zone linéaire de fonctionnement.

(2) Bien que ce circuit ne soit plus fabriqué, il est intéressant de le connaître car c'est le plus simple du point de vue structure interne et du point de vue historique c'est le premier qui a été commercialisé en grand public.

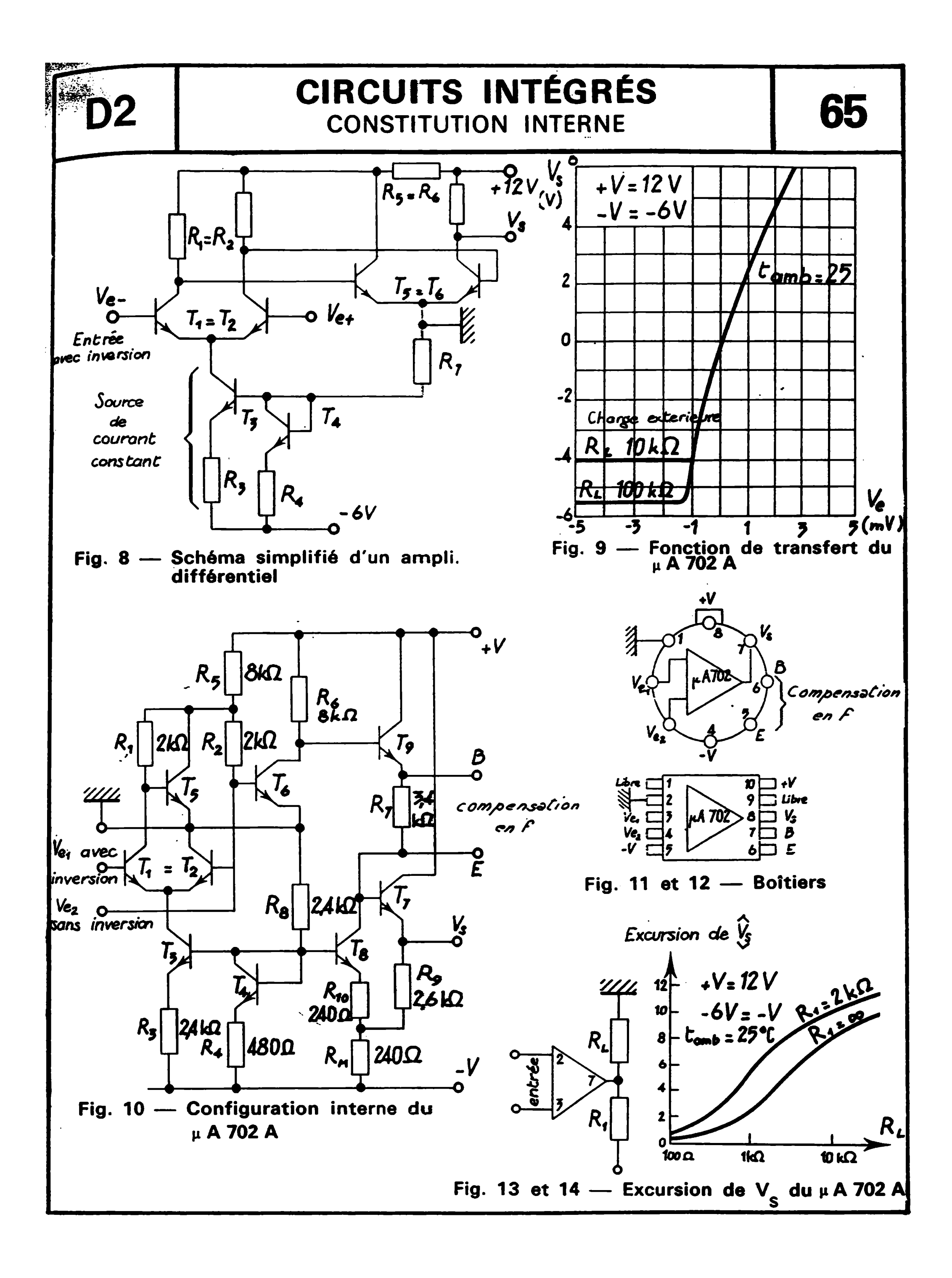


Fig. 8 — Schéma simplifié d'un ampli. différentiel

Fig. 9 — Fonction de transfert du μA 702 A

Fig. 10 — Configuration interne du μA 702 A

Fig. 11 et 12 — Boîtiers

Fig. 13 et 14 — Excursion de V_S du μA 702 A

III - GÉNÉRALITÉS

1° Description

L'amplificateur opérationnel doit son nom au fait qu'à l'origine il fut utilisé dans les calculateurs analogiques pour effectuer des opérations. Depuis l'avènement des circuits intégrés, il a pu être fabriqué à bas prix de revient malgré la complexité des circuits qui le constituent.

Il se déduit de l'amplificateur différentiel (voir D2) avec adjonction d'éléments complémentaires améliorant la stabilité, en particulier en fonction de la température et d'un amplificateur de sortie symétrique en classe B à transistors complémentaires et à faible Z_s (1).

Exemples : µA 709 ou TAA0709.

2° Définition

L'amplificateur est un amplificateur à courant continu (donc à large bande) à grand gain et à forte impédance d'entrée.

3° Ampli. idéal en boucle ouverte (*fig. 15*)

Amplification en boucle ouverte : $A_0 \to \infty$
Impédance d'entrée : $Z_d \to \infty$
Impédance de sortie : $Z_0 \to 0$.
Aucun signal de décalage (voir plus loin) ne se manifeste.
L'amplificateur possède deux entrées et le plus souvent une seule sortie.
– Entrée sans inversion : V de sortie (+) a le même signe que V d'entrée (+).
– Entrée avec inversion : V de sortie (+) a le signe contraire de V d'entrée (–).
Les tensions sont mesurées par rapport au potentiel commun appelé masse.

4° Ampli. idéal en boucle fermée à une seule entrée

a) *Montage avec inversion* (*fig. 16*)

Si on réunit C à B par une impédance Z_2, on obtient une réaction négative parallèle en tension (voir C3). En première approximation. $V_B \approx 0$ (masse virtuelle) car l'amplification A_0 est très grande. Le courant dans l'entrée est voisin de zéro car Z_d est très grande. Dans ces conditions :

$$I_1 \approx I_2, \quad \frac{V_e}{Z_1} \approx -\frac{V_s}{Z_2} \quad \boxed{A_r = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1}}.$$

b) *Montage sans inversion* (*fig. 17*)

On a une C.R. série en tension avec $A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{A_0}{1 + A_0 B}$. Comme le facteur de réaction (amplification de boucle) est très grand devant 1, l'amplification en tension est $A_v \approx 1/B$ avec $B = Z_1/(Z_1 + Z_2)$.

$$\boxed{\frac{V_s}{V_e} \approx \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad \text{si} \quad Z_2 \gg Z_1, \quad A_v = \frac{V_s}{V_e} \approx \frac{Z_2}{Z_1}.$$

(1) Des amplificateurs opérationnels récents comportent à l'entrée un ampli différentiel à *TEC* permettant d'avoir une très haute impédance différentielle et un équilibrage plus facile ; ils comportent en outre un étage de sortie polarisé en classe AB par transistor.

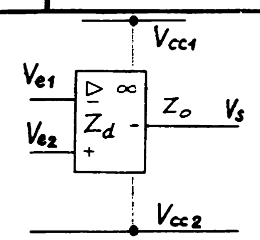


Fig. 15 — Ampli. en boucle ouverte

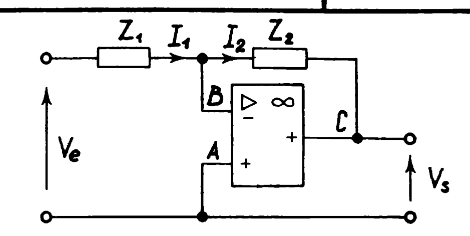


Fig. 16 — Ampli. avec inversion de phase

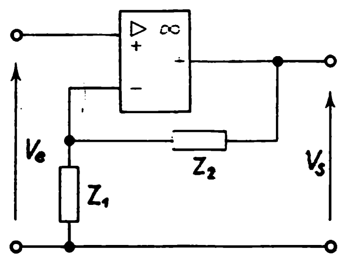


Fig. 17 — Ampli. sans inversion de phase

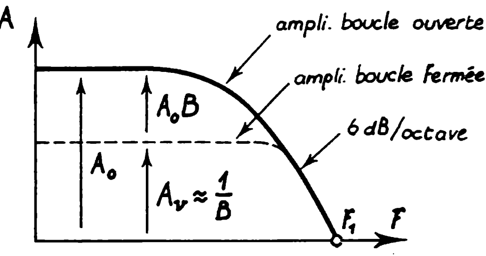


Fig. 18 — Caractéristique de réponse

5° Erreur due à l'amplification A_0 non infinie ($2000 < A_0 < 150000$)

Amplification réelle $A'_v = A_v$ multiplié par le coefficient d'erreur.

$$\boxed{A'_v = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0 B}}}$$

avec $B = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$ (coefficient d'atténuation ou taux de contre-réaction).

Si $Z_2 \gg Z_1$, $B \approx \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{1}{A_v}$ et $\frac{A_v}{A'_v} = A_0 B$ (amplification de boucle).

Les caractéristiques de réponse sont données à la figure 18.

Le taux d'erreur entre A'_v et A_v est: $\boxed{\Delta V\% = \frac{100}{A_0 B}\%} = \frac{A_v - A'_v}{A_v}$

Exemple numérique

Si $A_0 = 1000$, $Z_1 = 1000\ \Omega$ et $Z_2 = 100$ kΩ.

$|A_v| = \frac{100\,000}{1000} = 100$ $\quad |G_v| = 40$ dB $\quad B = \frac{1}{100}$ $\quad A_0 B = 10$

$|A'_v| = 100 \frac{1}{1 + \frac{1}{10}} = \frac{100 \times 10}{11} \approx 90$ $\quad \Delta V\% = \frac{100}{10} = 10\%$ ou $\frac{A_v - A'_v}{A_v} = \frac{10}{100}$

6° Impédances (*fig. 19*)

– Impédance différentielle : Z_d très grande
– Impédance de mode commun (≈ 200 MΩ): Z_m grande et négligeable
– Impédance de sortie vue de la charge en boucle ouverte : Z_0 quelques 100 Ω
– Impédance d'entrée vue de la source (ampli. inverseur) : $\boxed{Z_e \approx Z_1}$
– Impédance d'entrée vue de la source (ampli. non inverseur) : $\boxed{Z_e = \dfrac{A_0 Z_d Z_1}{Z_1 + Z_2}}$ 10^4 MΩ
– Impédance de sortie vue de la charge en boucle fermée : $\boxed{Z_s = \dfrac{Z_0 \left(1 + \dfrac{Z_2}{Z_1}\right)}{A_0}}$ faible
Voir calcul de Z_e et Z_s en *C3*.

7° Rapport de réjection en mode commun: R.R.M.C. (voir B5, § 4)

La tension V_m dite de «mode commun» est telle que $V_{e_1} = V_{e_2} = V_m$. Dans ce cas, un amplificateur idéal donne $V_s = 0$. En pratique, si par exemple $V_{e_1} = 2$ V + 0,2 mV et $V_{e_2} = 2$ V, l'amplificateur ne devrait prendre en considération que 0,2 mV et rejeter 2 V. Sa faculté de rejeter 2 V est donnée par le RRMC. Si V_ϵ est la tension d'erreur en sortie :

$$\boxed{\text{RRMC} \doteq \frac{V_m A_0}{V_\epsilon} = \frac{V_m}{V_d}} \qquad (\text{RRMC})_{dB} = 20 \lg \text{RRMC}$$

En pratique, $(\text{RRMC})_{dB}$ = 70 à 100 dB (exemple *fig. 20*).

8° Décalages (offset)

Ce sont les signaux d'erreurs dus à ce que les éléments internes de l'amplificateur différentiel ne sont pas parfaitement symétriques.

– *V* de décalage en sortie : celle obtenue en sortie lorsque e_1 et e_2 sont court-circuitées.

– *V* de décalage à l'entrée (V_{off}) : c'est la tension différentielle qui doit être appliquée à l'entrée pour annuler V_s.

– *I* de décalage à l'entrée (I_{off}) : c'est la différence des courants d'entrée quand V_s est nulle (*fig. 21*). Tous ces décalages varient avec la température.

9° Rapport de réjection de la tension d'alimentation: R.R.T.A.

Il exprime la faculté de l'amplificateur de ne pas être influencé par les variations de la tension d'alimentation.

$$\boxed{\text{RRTA} = \frac{\Delta V_A}{\Delta V_{off}}}$$

ΔV_A ← Variation de la tension d'alimentation (on prend généralement $\Delta V_A = \pm 10\,\%$).
ΔV_{off} ← Variation de la tension de décalage d'entrée.

10° Polarisation

Elle permet de diminuer l'erreur due au déséquilibre des *Z* de source. Il faut faire (*fig. 22 et 23*) si possible $\boxed{\rho I_{off} = V_{off}}$ avec de toute façon $\boxed{\rho = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$ (1)

Le courant $I_{(-)}$ emprunte pour le retour à la masse R_1 et R_2 (Z_g et Z_s négligeables). Pour équilibrer, le courant $I_{(+)}$ doit traverser une résistance ρ égale à R_1 et R_2 en parallèle.

Tolérances sur $R_1 R_2$ faibles (± 1 %).

La résistance de polarisation sera découplée par C = 100 pF pour les fréquences élevées.

(1) Sur les ampli. opérationnels à TEC d'entrée, supprimer ρ.

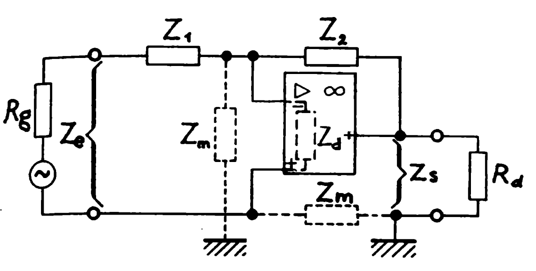


Fig. 19 — Impédances

$(RRMC)_{dB} = 80\,dB \Rightarrow RRMC = 10.000$

$V_{e1} = 2V + 2.10^{-4}V$

A_0

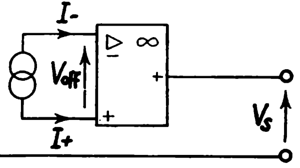
$V_d = 2.10^{-4}V$

$V_{e2} = 2V$

$V_\varepsilon = 8V$

$RRMC = \frac{V_m}{V_d} = \frac{2}{2.10^{-4}} = 10.000$

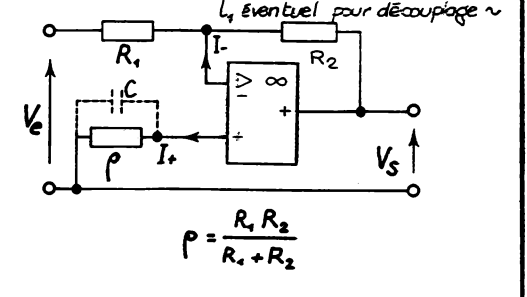
Fig. 20 — RRMC



courant de polarisation : $I_{pol} = \frac{I_- + I_+}{2}$

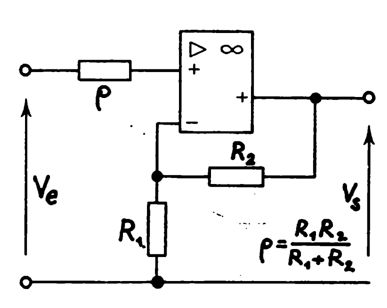
$I_{off} = \left| I_+ - I_- \right|_{V_s=0}$ $I_{off} = 10$ à $30\ \%\ I_{pol}$.

Fig. 21 — Décalages



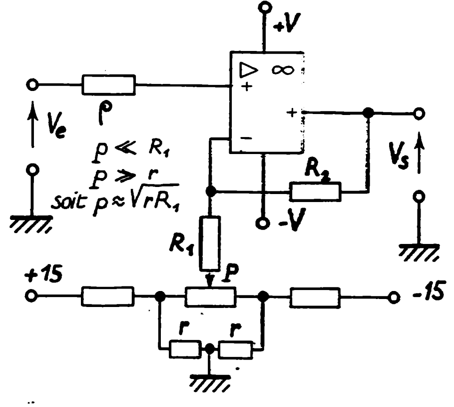
$\rho = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

Fig. 22 — Polarisation sur ampli. inverseur



$\rho = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

Fig. 23 — Polarisation sur amplificateur non inverseur



$\rho \ll R_1$

$\rho \gg r$

soit $\rho \approx \sqrt{rR_1}$

Fig. 24 — Compensation de Voff

IV - COMPENSATION EN FRÉQUENCE

1° Généralités *(fig. 25)*

L'amplification en boucle fermée est $A_v = \frac{A_0}{1 + A_0 B}$, A_0 et B étant des grandeurs complexes. Il y a oscillations si pour f telle que $A_0 B = 180°$ le module $|A_0 B| > 1$. Pour obtenir un fonctionnement stable, il faut modifier la caractéristique de réponse telle que $|A_0 B| < 1$ lorsque $\varphi = 180°$. Donc, il faut obtenir que la pente soit < 12 dB/oct. jusqu'à la fréquence pour laquelle $A_v = 1$.

Pour assurer la stabilisation, il faut :
- limiter le taux de réaction ;
- limiter la bande passante (c'est-à-dire A_v lorsque $f\nearrow$) ;
- corriger l'amplificateur par des circuits de compensation en fréquence afin de réduire les déphasages. Voici quelques exemples pratiques.

2° Compensation à l'entrée (*fig. 26*) du µA 702

Elle permet la compensation sans réduire l'excursion de fréquence. Le taux maximal de C.R. applicable est de – 34 dB. La figure montre l'application à un montage amplificateur différentiel typique.

3° Précompensation du µA 702 *(fig. 27)* [1]

Elle permet d'accroître B_3 en corrigeant les déphasages.

Si $A_0 B$ < 40 dB, il faut placer en plus un réseau de compensation à l'entrée. La figure montre l'application à un montage amplificateur ordinaire.

4° Postcompensation du µA 702 (*fig. 28*)

Elle réduit l'excursion en sortie, mais le bruit est plus faible. Pour obtenir une bonne stabilité, il faut aussi que, quel que soit l'amplificateur utilisé, une alimentation rigoureusement filtrée aux bornes mêmes de l'amplificateur (C = 10 nF à 100 nF non inductif) et réduire la longueur des connexions extérieures.

5° Compensation du µA 709 (*fig. 29*)

Elle est obtenue par l'adjonction de C_1 R_1 C_2 [2]. La résistance R_0 évite les oscillations à 10-15 MHz lorsqu'il y a de faibles charges capacitives. La tension de bruit est faible (30 µV crête à crête). Pour ne pas réduire l'excursion aux f élevées, on peut utiliser une compensation à l'entrée *(R_3 C_3)* mais le bruit est élevé (20 mV crête à crête). Le mieux est d'utiliser une compensation mixte (B_3 = 500 kHz avec bruit 1,3 mV crête à crête).

6° Compensation intégrée

Certains circuits intégrés ont des compensations complètement intégrées (LH 101, µA 741, ...).

7° Vitesse de variation de la tension de sortie «slew-rate»

En petits signaux (V_S < 0,1 V), seule la bande passe B_3 intervient pour définir la réponse en fréquence de l'amplificateur. Par contre, en grands signaux (V_S > 0,1 V), il faut tenir compte du «slew-rate» ou dV/dt exprimé en V/µS (vitesse de variation de V_S).

Exemple. Pour $V_S = V_0 \cos \omega t$ avec V_0 = 10 V, la pulsation de coupure est donnée par $\omega \leqslant \frac{1}{V_0}\left(\frac{dV}{dt}\right)$. Si le fabricant donne $\frac{dV}{dt}$ = 0,25 V/µs, $\omega_{max} = 25 \times 10^3$, soit $f_c \doteq 4$ kHz au lieu de 1 MHz en petits signaux et boucle ouverte.

dV_S/dt = 0,5 V/µs (série 741), = 9 V/µs (série 761), = 150 V/µs (série 318).

(1) Voir l'emplacement des circuits de compensation sur le schéma en D2.

(2) Les valeurs des éléments de compensation à ajouter sont précisées sur les notices des fabricants.

CIRCUITS INTÉGRÉS
COMPENSATION EN FRÉQUENCE

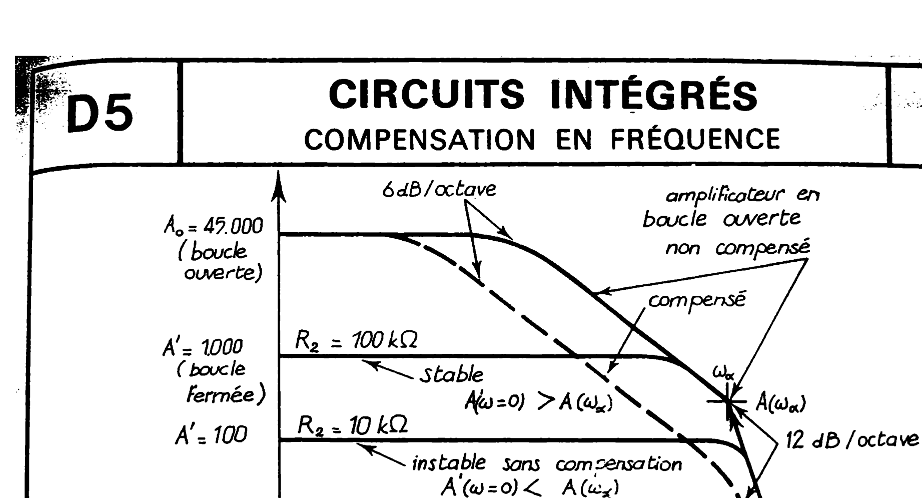



Fig. 25 — Caractéristique de réponse

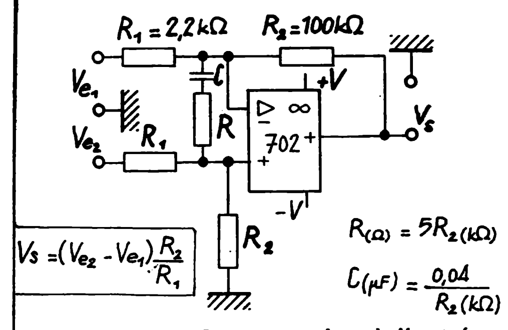
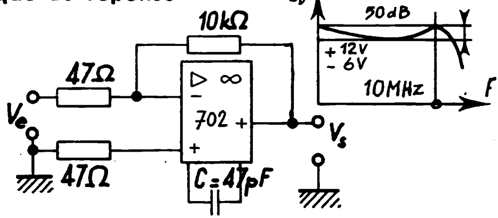


Fig. 26 — Compensation à l'entrée



si $A_0B < 40$ dB placer un réseau à l'entrée $R = 20R_2$ et $C = \frac{0{,}01}{R_2}$

Fig. 27 — Précompensation

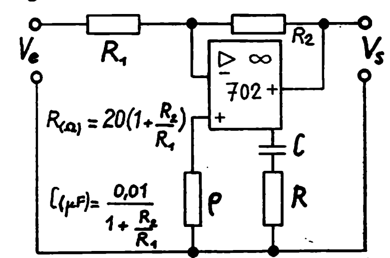


Fig. 28 — Postcompensation

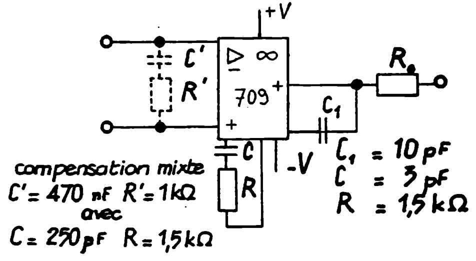


Fig. 29 — Compensation du 709

Compensation du 702	Bruit ramené à l'entrée pour B_3 = 1,57 MHz	B_3 pour pleine excursion de la tension de sortie ± 5 V	Vitesse de variation de la tension de sortie
à l'entrée	170 µV eff	800 KHz	30 V/µs
à la sortie	14,8 µV eff	10 KHz	0,35 V/µs

V - RÈGLES D'UTILISATION

1° Saturation à l'entrée (*fig. 30*)

Si $A_c > 10$ en boucle fermée et $R_2 > 50$ kΩ, il n'y a pas risque de saturation de l'entrée avec inversion via C.R. Sinon, la saturation peut amener le blocage de l'ampli. (« latch-up » ou verrouillage). L'entrée travaille en direct sans inversion avec C.R. positive. On peut éviter la saturation par une diode *D*.

2° Protection contre les surtensions à l'entrée (*fig. 31*)

L'excursion positive à l'entrée est limitée par les diodes *D* en cas de surtensions ou de transitoires qui pourraient endommager l'amplificateur. Connectées à l'envers, elles protègent contre les tensions de crête négatives.

La *figure 32* montre la protection par diode limitant la tension différentielle. Une autre solution (*fig. 33*) utilise des diodes Zener.

3° Protection contre une inversion accidentelle de $V+$ $V-$ (*fig. 34*)

En cas d'inversion accidentelle de la tension d'alimentation, la diode se bloque.

4° Protection contre les surcharges en sortie (*fig. 35*)

En cas de court-circuit ou de courant excessif en sortie, on place une résistance de protection en série. Par exemple, pour un µA 702 le courant $I_S < 50$ mA. $R_p = 270\ \Omega$ limite I_S. Les amplificateurs opérationnels de la série 709 résistent à un court-circuit en sortie pendant 5 s. Toutes les autres séries (741...) sont autoprotégées. Une résistance série en sortie peut aussi être nécessaire si le *CI* linéaire attaque un *CI* logique avec un courant maximal admissible. La tension de sortie peut être limitée dans ce cas par une diode.

5° Compensation de V_{off} (*fig. 38*)

Cette compensation n'est effectuée que s'il y a lieu, par exemple après un pont de mesures. Un montage plus précis est indiqué à la *figure 24*.

6° Compensation des déséquilibres dus au courant de polarisation I_{pol} (*fig. 36* et *37*)

Ces deux schémas sont utilisés si la résistance de source est élevée ($R_g > 10$ kΩ). Lorsque la résistance de générateur est faible, on utilise la compensation classique des *figures 22 et 23*.

7° Antiverrouillage ou anti « latch-up » dans un montage suiveur (*fig. 39 et 40*)

Le circuit D_1 C_1 court-circuite les parasites sur l'entrée et la diode Zener D_2 limite la tension de sortie ramenée sur l'entrée. Une limite de la tension ramenée à l'entrée peut être obtenue par une résistance *R* de forte valeur introduite dans la boucle de C.R.

8° Symétriseur (*fig. 41*)

Il permet d'obtenir un signal parfaitement symétrique par rapport à la masse. On définit $V_S^{\prime}$ puis on choisit les diodes Zener et le courant les traversant, d'où $i = \frac{2\ V_{CC} - 2\ V_Z}{R_1 + R_2 + P}$. On en déduit $(R_1 + R_2 + P)$. On choisit *P*, d'où les valeurs de $R_1 = R_2$.

9° Découplage de l'alimentation (*fig. 41*)

Afin d'éviter les couplages entre étages par l'alimentation, il est nécessaire de découpler à la masse, le plus près possible de chaque circuit, par un condensateur céramique de 10 nF ou plus.

10° Attaque d'un circuit logique (*fig. 33*)

Le signal de sortie doit être limité aux valeurs extrêmes des niveaux logiques 0 et 1. Le signal de sortie est écrêté à ces niveaux par deux diodes.

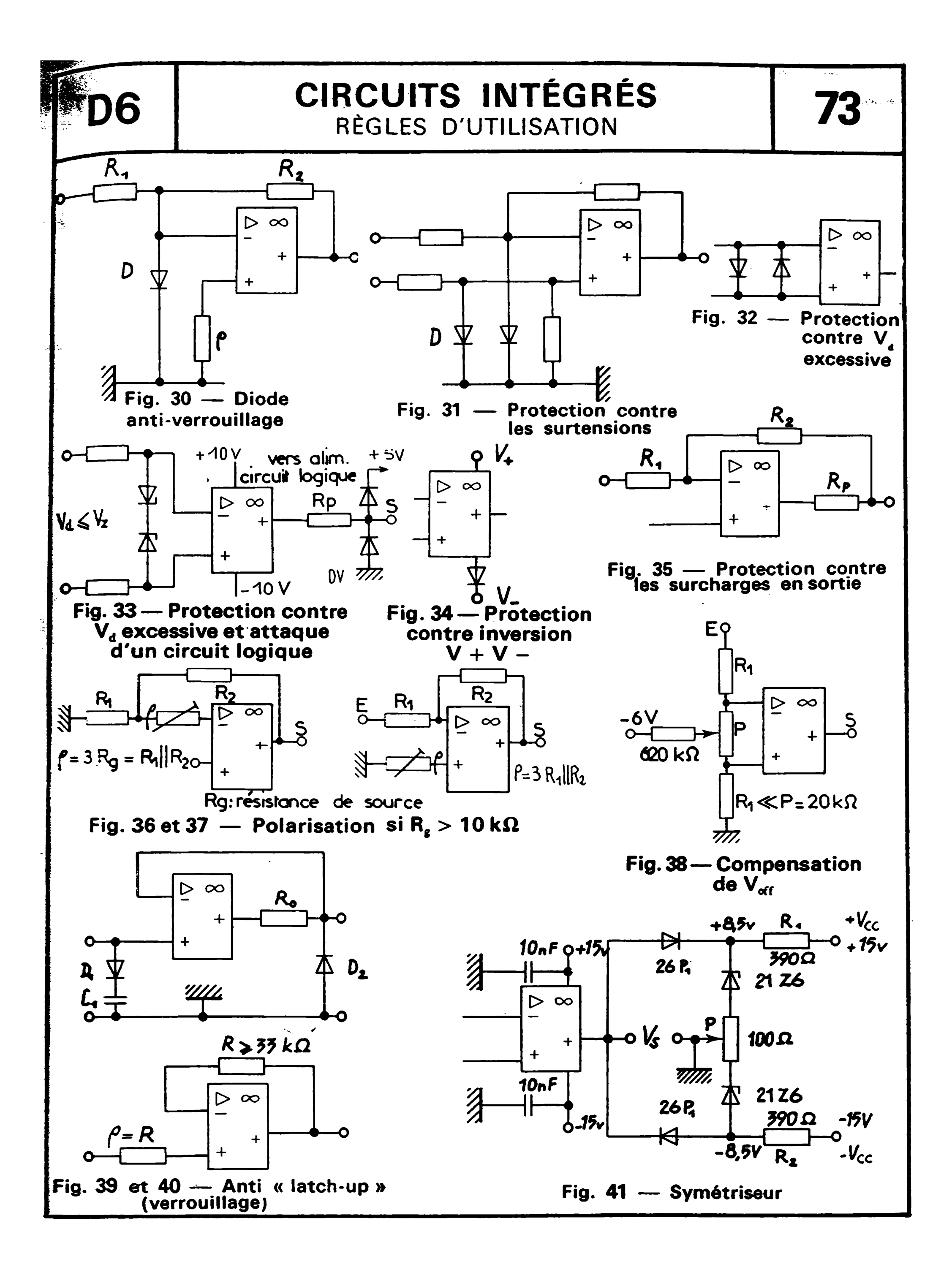


Fig. 30 — Diode anti-verrouillage

Fig. 31 — Protection contre les surtensions

Fig. 32 — Protection contre V_d excessive

Fig. 33 — Protection contre V_d excessive et attaque d'un circuit logique

Fig. 34 — Protection contre inversion V + V –

Fig. 35 — Protection contre les surcharges en sortie

Fig. 36 et 37 — Polarisation si $R_g > 10\ k\Omega$

Fig. 38 — Compensation de V_{off}

Fig. 39 et 40 — Anti « latch-up » (verrouillage)

Fig. 41 — Symétriseur

VI - LES 5 MONTAGES FONDAMENTAUX

1° Amplificateur inverseur et ses variantes

a) *Schéma type* (*fig. 42*)

$$A_v = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad Z_e = R_1. \quad Z_S = \frac{Z_0}{A_0 B_v} \to 0 \quad \text{(voir C3)}.$$

Si R_1 et R_2 ont des tol. de $\pm$ 1 %, tol. sur A_v : 2 %.
Montage le plus utilisé lorsque Z_e requise n'a pas besoin d'être très grande.

b) *Additionneur* (*ou sommateur*) (*fig. 42* avec les résistances en pointillés)
Au point de sommation A, on a $V = 0$ donc $\sum I_1 = I_2$

$$V_e/R_1 + V_e'/R_1' + V_e''/R_1'' = -V_S/R_2 \quad \text{si} \quad R_1 = R_1' = R_1'' = R_2 \quad \text{on a} \quad V_e + V_e' + V_e'' = -V_S.$$

c) *Multiplicateur-Diviseur*
C'est un ampli. inverseur avec $R_2 = kR_1$ (k : nombre entier ou fractionnaire).
$V_S = -kV_e$. *Exemple.* Si $k = 1/3$, $V_S = -V_e/3$.

d) *Inverseur de tension*
Si $R_2 = R_1$ $V_S = -V_e$.

e) *Amplificateur à grande amplification* (*fig. 43*)
Ce montage évite d'avoir R_2 trop grande

$$B_v = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \qquad A_v = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4}.$$

f) *Convertisseur courant-tension* (*fig. 44*)
Tout le courant du générateur passe dans R et on a $V_S = -RI_e$, $Z_S = Z_0/A_0$ et $Z_e = R/A_0$ toutes deux négligeables.

g) *Amplificateur alternatif* (*fig. 45*)

$$\frac{v_S}{v_e} = -\frac{R_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{R_1 + 1/jC\omega} = -\frac{R_2}{R_1 + 1/C_p} \quad \text{soit} \quad \frac{v_S}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{\tau p}{1 + \tau p} \quad \text{avec} \quad \tau = R_1 C.$$

C'est une cellule passe-haut de fréquence de coupure $f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C}$.

2° Amplificateur non inverseur et ses variantes

a) *Schéma type* (*fig. 46*)

$$A_v = \frac{V_S}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \qquad Z_e = A_0 Z_e B_v \to \infty. \qquad Z_S = \frac{Z_0}{A_0 B_v} \to 0 \quad \text{(voir C3)}.$$

Montage à utiliser chaque fois qu'il faut une grande Z_e.
L'amplification ne peut pas être < 1 (peut être utilisé en multiplicateur et non en diviseur).

b) *Etage suiveur* (*fig. 47*)
Si à partir du schéma type on fait $R_1 = \infty$ et $R_2 = 0$ on obtient un montage suiveur. On l'utilise comme adaptateur d'impédances.
$V_S = V_e$ et sont en phase (V_S suit V_e). Pour éviter le verrouillage, voir D6.
Il peut donner une amplification en puissance importante

$$P_e = V_e^2/R_g. \quad P_S = V_S^2/R_u. \quad \lg A_p = \lg \frac{P_S}{P_e} = \lg \frac{R_g}{R_u} \begin{array}{l} \leftarrow \text{générateur} \\ \leftarrow \text{utilisation} \end{array}.$$



Fig. 42 — Ampli. inverseur

$\rho = R_1 \| R_2$

Fig. 43 — Ampli. à grande A_v

Fig. 44 — Convertisseur courant-tension

$\rho = R$

Fig. 45 — Ampli. alternatif

Fig. 46 — Ampli. non inverseur

Fig. 47 — Montage suiveur

$A_v = 1$

Fig. 48 — Ampli. alternatif

Fig. 49 — Convertisseur tension-courant

Fig. 50 — Ampli. différentiel

$$V_S = (V_{e_2} - V_{e_1}) \frac{R_2}{R_1} \left(1 + 2\frac{R_3}{R_4}\right)$$

T_1 et T_2 appariés

Fig. 51 et 52 — Ampli. différentiel à forte impédance d'entrée

c) *Amplificateur alternatif* (*fig. 48*)

$$\frac{v_S}{v_+} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}, \quad \frac{v_+}{v_e} = \frac{\rho}{\rho + \frac{1}{C_p}} \qquad \boxed{\frac{v_S}{v_e} = \frac{R_1 - R_2}{R_1} \cdot \frac{\tau p}{1 + \tau p}} \quad \text{avec } \tau = \rho C.$$

C'est une cellule passe-haut de fréquence de coupure $f_c = 1/2\pi\rho C$.

d) *Convertisseur tension-courant* ou ampli. de transconductance (*fig. 49*)

$V_e = RI_S$: I_S passe dans la charge R_L et $\boxed{I_S = V_e/R}$ ou $g_m = 1/R$.

$Z_e = Z_d(1 + A_0 B_v)$ et $Z_S = A_0 R$ toutes deux élevées. *Inconvénient* : « charge en l'air ».

e) *Additionneur non inverseur* (*fig. 46* avec les pointillés)

Si $1/R_1 + 1/R_2 = 1/\rho + 1/\rho' + 1/\rho''$ avec $R_1 = R_2(A_v - 1)$ on a $A_v = A_{v_1} + A_{v_2} + A_{v_3}$ et $\boxed{V_e + V'_e + V''_e = V_S}$.

3° Amplificateur de différence ou ampli. différentiel et ses variantes

a) *Schéma type* (*fig. 50*)

$$V_S = V_{e_2}\frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} - V_{e_1}\frac{R_2}{R_1}$$

si $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$ on a

$$\boxed{V_S = (V_{e_2} - V_{e_1})\frac{R_2}{R_1}} \quad Z_{e_1} = R_1 \neq Z_{e_2} = R_3 + R_4$$

$Ze_1 = R_1 \neq Ze_2 = R_3 + R_4$

faibles toutes les deux.

b) *Soustracteur*

Si $R_1 = R_2$ $\boxed{V_S = V_{e_2} - V_{e_1}}$.

Si à partir de l'égalité générale donnant V_S on supprime R_4($R_4 = \infty$) et si on fait $R_2 = nR_1$ on obtient $\boxed{V_S = (1 + n) V_{e_2} - nV_{e_1}}$.

c) *Ampli. à forte Z_e*

Les figures 51 à 53 montrent quelques solutions parmi d'autres.

d) *Ampli. à gain réglable* (*fig. 54*)

Une autre solution consiste à mettre en série (*fig. 50*) entre R_2 et la sortie un ampli. inverseur à gain réglable. Dans ce cas on peut rendre V_S proportionnel au réglage.

e) *Ampli. alternatif* (*fig. 55*)

$$v_S = (v_{e_2} - v_{e_1})\frac{R_2}{R_1 + 1/jC\omega} \qquad \boxed{A_v = \frac{v_S}{\Delta v} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{tp}{1 + tp}} \quad \text{avec } t = R_1 C.$$

C'est une cellule passe-haut de fréquence de coupure $f_c = 1/2\pi R_1 C$.

4° Intégrateur

a) *Schéma type* (*fig. 56*)

Courant dans C_2 = courant dans R_1, $i = -C_2\frac{dV_S}{dt} = \frac{V_e}{R_1}$

$$\boxed{V_S = -\frac{1}{R_1 C_2}\int V_e \, dt} \quad \text{ou} \quad \underline{V_S} = -\frac{V_e}{j\omega R_1 C_2} \quad \text{ou} \quad V_{S(p)} = -\frac{V_e}{\tau_p} \quad \text{avec } \tau = R_1 C_2.$$

Pour avoir un bon intégrateur il faut C_2 de bonne qualité (I_f faible soit $R_i C_n > 1\,000\ t$) ainsi que Z_d et A_0 grands d'où l'emploi d'ampli opérationnel à effet de champ et grand gain. La caractéristique de réponse correspond à la partie droite de la *figure 61*. Si la résistance R_2 naturelle (qui n'est pas infinie) n'est pas suffisamment faible, l'ampli se sature et se verrouille.

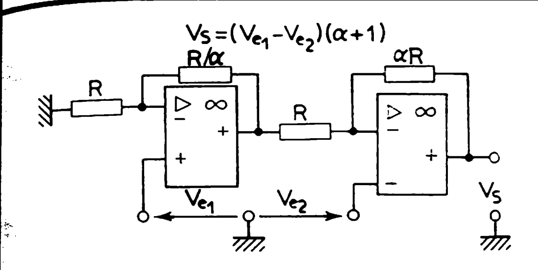


Fig. 53 — Ampli. différentiel à haute Z_e

$$V_S = 2\left(1+\frac{1}{k}\right)\frac{R_2}{R_1}\left(V_{e_2}-V_{e_1}\right)$$

R_1 R_2 R_2 V_{e_1} V_{e_1} kR_2 V_S R_1 R_2 R_2

Fig. 54 — Ampli. à gain réglable

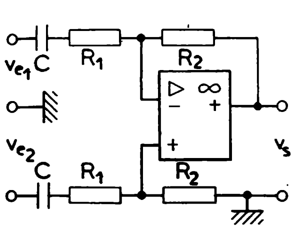


Fig. 55 — Ampli. alternatif

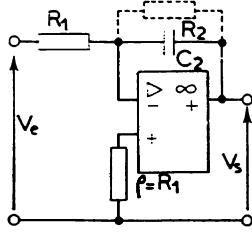


Fig. 56 — Intégrateur

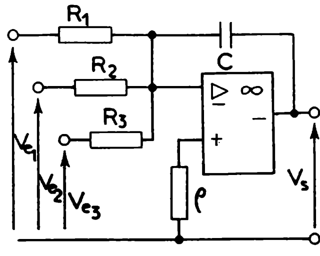


Fig. 57 — Intégrateur-sommateur

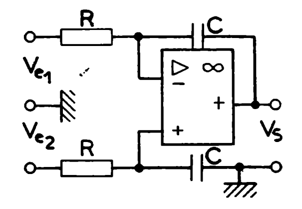


Fig. 58 — Intégrateur-soustracteur

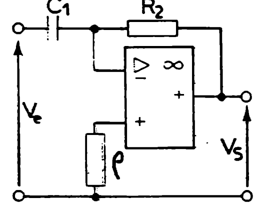


Fig. 59 — Différentiateur

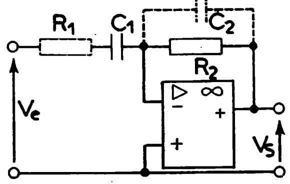


Fig. 60 — Généralisation cellule passe-bande

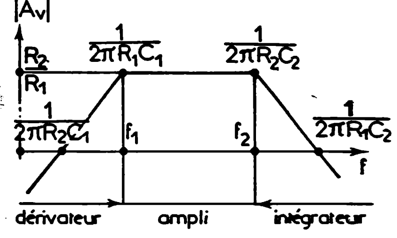


Fig. 61 — Caractéristique de réponse

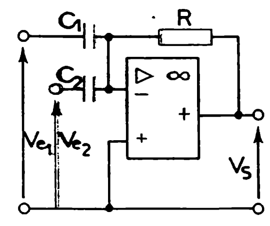


Fig. 62 — Différentiateur-sommateur

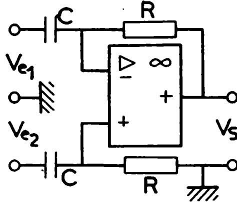


Fig. 63 — Différentiateur de différence

b) *Rampe de tension*

Si $V_e = C^{te}$, $V_S = -\frac{V_e}{RC}t$. $V_S \sim t$ (~ : proportionnel).

Utilisation comme générateur de dents de scie.

c) *Intégrateur-sommateur* (*fig. 57*)

$$V_S = -\frac{1}{C}\int_0^t\left(\frac{V_{e_1}}{R_1}+\frac{V_{e_2}}{R_2}+\frac{V_{e_3}}{R_3}\right)dt \quad \text{si} \quad R_1 = R_2 = R_3 = R \quad \boxed{V_S = -\frac{1}{RC}\int \sum V_e\,dt}$$

d) *Intégrateur-soustracteur* (*fig. 58*)

$$\boxed{V_S = \frac{1}{RC}\int (V_{e_2} - V_{e_1})\,dt} \quad \text{ou} \quad \underline{V_S} = \frac{1}{j\omega RC}(V_{e_2} - V_{e_1}), \quad A_v = \frac{V_S}{\Delta V} = \frac{1}{\tau p} \quad \text{avec} \quad \tau = RC.$$

5° Différentiateur ou dérivateur

a) *Schéma type* (*fig. 59*)

Courant dans C_1 = courant dans R_2, $i = \frac{C\,dV_e}{dt} = -\frac{V_S}{R}$

$$\boxed{V_S = -R_2 C_1 \frac{dV_e}{dt}} \quad \text{ou} \quad \underline{V_S} = -j\omega R_2 C_1 V_e \quad \text{ou} \quad V_{S(p)} = -\tau p V_e \quad \text{avec} \quad \tau = R_2 C_1.$$

La caractéristique de réponse correspond à la partie gauche de la *figure 61*. Si la résistance naturelle (qui n'est pas nulle) en série avec C_1 n'est pas suffisante, l'ampli. se sature et se verrouille.

b) *Généralisation* (*fig. 60*)

Que R_1 soit constituée par une résistance naturelle (résistance de générateur) ou par une résistance réelle, que C_2 soit constituée par les capacités parasites du circuit ou par une capacité réelle, la caractéristique de réponse complète est celle de la *figure 61*. On s'assurera par le choix des valeurs qu'un ampli. alternatif ne devienne pas dérivateur ou que le signal ne soit pas intégré par les capacités parasites.

Le schéma complet peut être utilisé comme filtre passe-bande.

c) *Différentiateur-sommateur* (*fig. 62*)

$$V_S = -R\left(C_1\frac{dV_{e_1}}{dt} + C_2\frac{dV_{e_2}}{dt}\right) \quad \text{si} \quad C_1 = C_2 = C \quad \boxed{V_{S(p)} = -RCp\sum V_e}.$$

d) *Différentiateur de différence* (*fig. 63*)

$$V_S = RC\left(\frac{dV_{e_2}}{dt} - \frac{dV_{e_1}}{dt}\right) \quad \text{ou} \quad \boxed{V_{S(p)} = RCp(V_{e_2} - V_{e_1})}.$$

e) *Filtre éliminateur de bande* (*fig. 64 et 65*)

C'est un autre cas d'association d'intégrateur et de dérivateur. Jusqu'à f_1 on a X_{C_1} négligeable devant R_1 et R_2 négligeable devant X_{C_2}. De f_1 à f_2 on a X_{C_1} et X_{C_2} négligeables devant R_1 et R_2.

Au-delà de f_2 on a R_1 négligeable devant X_{C_1} et X_{C_2} négligeable devant R_2.

D'autres combinaisons des R et C sont utilisées pour les filtres (voir D11) ou comme compensateur de courbe RIAA (voir E10), etc.

VII - COMPARAISON-DÉTECTION

1° Comparateurs

Ils permettent de comparer deux signaux à l'entrée. Suivant que l'un V_e est supérieur (ou inférieur) à l'autre V_{rf} (signal de référence) la sortie de l'ampli. opérationnel est saturée négativement ou positivement (*fig. 66*).

CIRCUITS INTÉGRÉS
AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

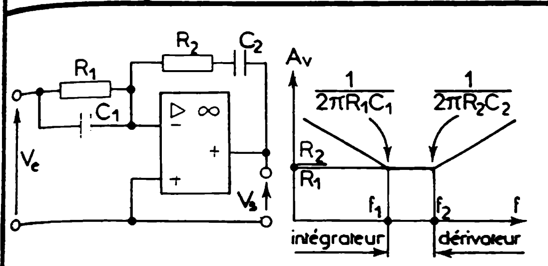


Fig. 64 et 65 — Filtre éliminateur de bande

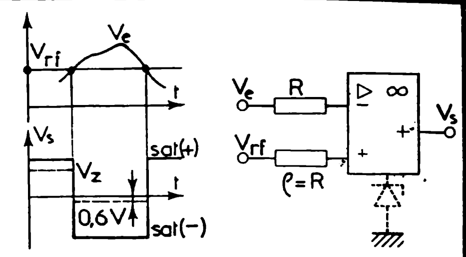


Fig. 66 et 67 — Comparateur

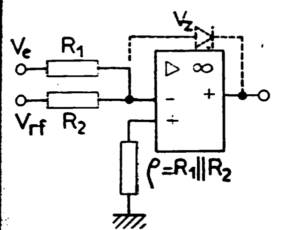


Fig. 68 — Comparateur

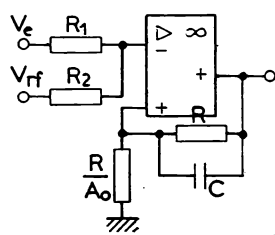


Fig. 69 — Comparateur à réaction

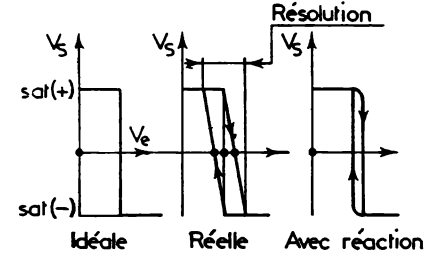
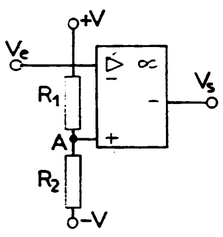


Fig. 70 à 72 — Caractéristiques de transfert



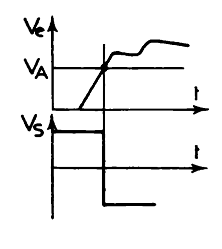


Fig. 73 et 74 — Détecteur de seuil

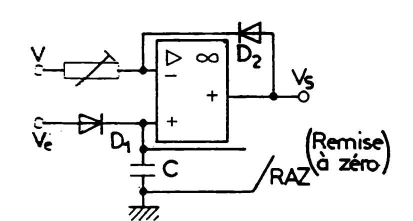


Fig. 75 — Détecteur de tension max.

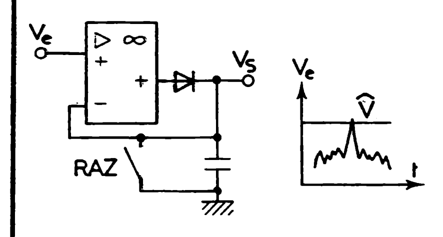
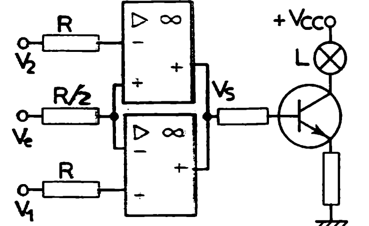


Fig. 76 et 77 — Détecteur de crête



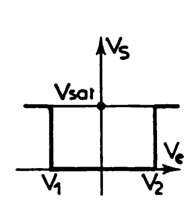


Fig. 78 et 79 — Détecteur à 2 seuils

a) *Schéma type (fig. 67)*

L'entrée V_e est analogique, la sortie V_S (saturation + ou −) est logique. On peut utiliser pour cette fonction soit un ampli. opérationnel, soit un circuit intégré spécialement conçu, pour cet usage.

Si on inverse V_e et V_{rf} l'entrée est à haute impédance.

La tension de référence V_{rf} doit être généralement très stable.

b) *Variante. Comparateur-limiteur (fig. 68)*

Dans ce cas les deux tensions à comparer doivent être de signes contraires. Le passage d'un état de sortie dans l'autre se fait pour $V_e = -R_1\ R_2 . V_{rf}$. Si $R_1 = R_2$ le passage se fait pour $V_e = -V_{rf}$.

En introduisant la diode Zener en pointillés on obtient un comparateur-limiteur. La tension de sortie est soit V_Z, soit 0,6 V (pointillés sur *figure 66*).

c) *Comparateur à réaction (fig. 69)*

La caractéristique de transfert n'est pas idéale (*fig. 70*) mais donne lieu à de l'hystérésis (*fig. 71*) car le comparateur n'a pas une vitesse d'excursion infinie. Cette vitesse d'excursion peut être augmentée :

- en choisissant un ampli. avec A_0 et B_3 grands,
- en limitant l'excursion par diode : comparateur-limiteur,
- en utilisant de la réaction positive (*fig. 69 et 72*).

Pour maintenir le taux de réaction constant en fonction de f, choisir $C = 1/2\ \pi R f_c$ avec f_c fréquence de coupure de l'ampli. en boucle ouverte.

d) *Autres variantes*

Les fabricants proposent des circuits intégrés comparateurs à *TEC* d'entrée (bruit <, $V_{d\,max}$ >, I_e <, Z_e >), d'autres avec une entrée d'inhibition permettant de bloquer la sortie à zéro tant que les transitoires parasites de commutation ne sont pas passés, deux comparateurs sous un même boitier (dérives de températures ≡).

2° Détecteurs

a) *Détecteur de seuil (fig. 73)*

La détection telle qu'elle est entendue ici, consiste à utiliser un comparateur pour détecter le passage d'une tension variable à une valeur donnée V_A (*fig. 74*).

Pour régler ou ajuster V_A on peut placer en A un potentiomètre ajustable.

Si $|+V| = |-V|$ et $R_1 = R_2$ on obtient un *détecteur de zéro*.

b) *Détecteur de tension maximale (fig. 75)*

Le condensateur se charge à travers la diode D_1 et mémorise la tension max. (moins V_d diode). D_2 permet d'ajouter en sortie V_d pour compenser D_1.

c) *Détecteur de crête (fig. 76)*

La tension crête (*fig. 77*) est mémorisée par le condensateur C.

d) *Détecteur à 2 seuils (fig. 78 et 79)*

Chaque fois que V_e dépasse V_1 ou V_2, la lampe L s'allume. Ce circuit permet par exemple de vérifier les valeurs limites de composants.

e) *Détecteur de zéro (fig. 80 et 81)*

Si $V_S > 2\,|V_d|$ on a $A_v = 2\,r_{df}/R \approx 0$ → limiteur.

Si $V_S < 2\,|V_d|$ les diodes sont bloquées et $A_v \approx \infty/R = A_o$ (ampli en boucle ouverte) d'où les fronts raides à chaque passage à zéro. (+ V, $-V$) permet un léger passage de courant dans les diodes et augmente la vitesse de basculement.

f) *Détection sans seuil (fig. 82 et 83)*

Le nouveau seuil de détection est pratiquement nul, égal à V_d/A_0, (V_d : 0,6 V).

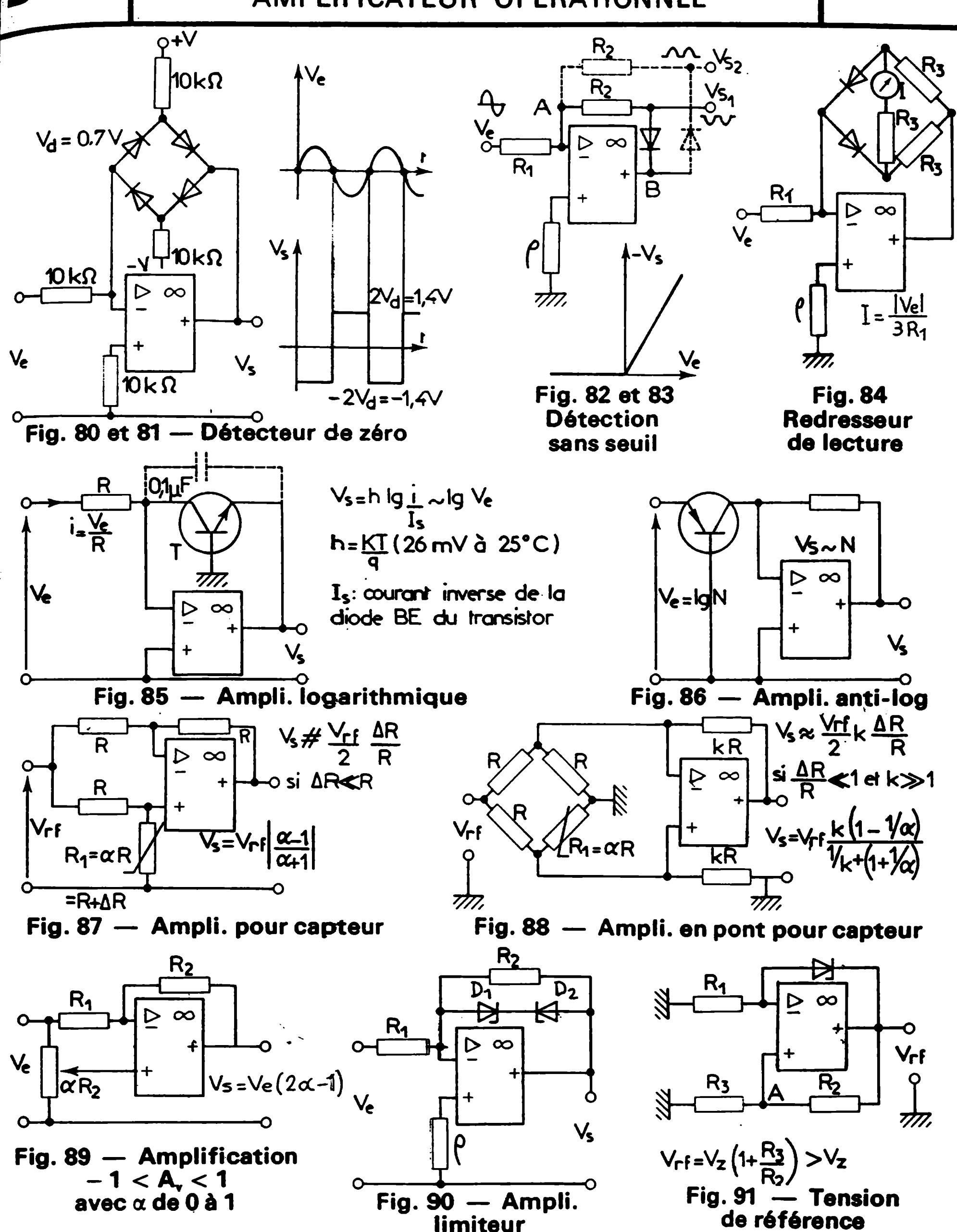


Fig. 80 et 81 — Détecteur de zéro

Fig. 82 et 83 Détection sans seuil

Fig. 84 Redresseur de lecture

Fig. 85 — Ampli. logarithmique

Fig. 86 — Ampli. anti-log

Fig. 87 — Ampli. pour capteur

Fig. 88 — Ampli. en pont pour capteur

Fig. 89 — Amplification $-1 < A_v < 1$ avec α de 0 à 1

Fig. 90 — Ampli. limiteur

Fig. 91 — Tension de référence

VIII - SCHÉMAS DIVERS

1° Redresseurs

a) *Redresseur monoalternance (fig. 82 et 83)*

Le montage détectèur sans seuil peut être utilisé pour le redressement. Il a un rendement plus élevé et permet de redresser des tensions faibles. Pour éviter la saturation en inverse, il faut placer une diode entre *A et B*, on a alors $A_V \approx 0$ au lieu de $A_V \approx \infty$.

b) *Redresseur double alternance*

Il suffit d'ajouter sur le schéma précédent le circuit en pointillés. (Application en A_7)

Si $V_e > 0$ $V_{S_1} = 0$ $V_{S_2} = - V_e.R_2 R_1$.

Si $V_e < 0$ $V_{S_1} = 0$ $V_{S_1} = - V_e.R_2 R_1$.

En appliquant chaque signal de sortie sur chacune des 2 entrées d'un ampli. différentiel on retrouve les deux alternances dans le même sens. En ajoutant un condensateur de valeur suffisante convenablement placé, on obtient un filtre passe-bas ne laissant passer que la composante continue.

c) *Redresseur de lecture (fig. 84)*

Le courant I mesuré est proportionnel à V_e.

2° Amplificateurs divers

a) *Ampli. logarithmique (fig. 85)*

Le montage le plus simple consiste à introduire une diode dans la boucle de réaction du montage inverseur. La caractéristique courant-tension de la diode étant exponentielle, V_S est proportionnelle au logarithme de V_e. L'emploi de transistors montés en « transdiode » donne une plage logarithmique plus étendue (9 décades) que pour les diodes (4 à 6 décades).

C en parallèle sur T évite les oscillations HF. Une diode inverse en parallèle sur T le protège en cas de polarisation inverse.

En plaçant le transistor dans l'entrée de l'ampli. inverseur (*fig. 86*) on obtient un module exponentiel ou ampli. anti-logarithmique.

b) *Ampli. pour capteurs à R variable (fig. 87 et 88)*

La résistance variable R peut être une jauge de contrainte, une thermistance, une magnétorésistance, une photorésistance...

Le second schéma a une sensibilité beaucoup plus grande car $V_S \sim k$.

c) *Sommateur-soustracteur à G réglable (fig. 89)*

Ce montage permet d'avoir une amplification variant de -1 à $+1$ en passant par zéro.

d) *Ampli. limiteur (fig. 90)*

Tant que $|V_S| < V_{ZD_1} + V_{D_2}$ (ou $V_{ZD_2} + V_{D_1}$) on a $A_v = - R_2/R_1$. Au-dessus les diodes sont passantes et $A_v = - R/R_1$ (R : résistances en série de D_1 et D_2) d'où $- V_Z < V_S < + V_Z$.

e) *Tension de référence (fig. 91)*

Le montage permet à partir d'une diode Zener d'obtenir une tension stable $V_{rf} > V_Z$. Pour obtenir une tension négative de référence il suffit d'inverser la diode. En plaçant un potentiomètre en A on peut régler V_{rf}. On peut imaginer des schémas donnant $V_{rf} < V_Z$. Ce sont les diodes Zener de 7,5 à 10 V qui ont les meilleures caractéristiques de régulation.

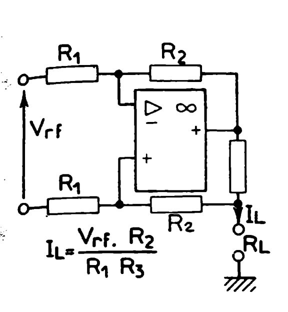


Fig. 92 — Source de courant

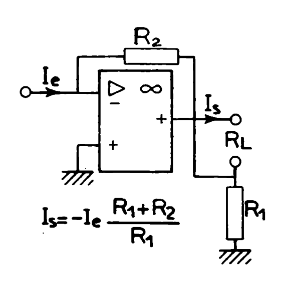


Fig. 93 — Ampli. de courant

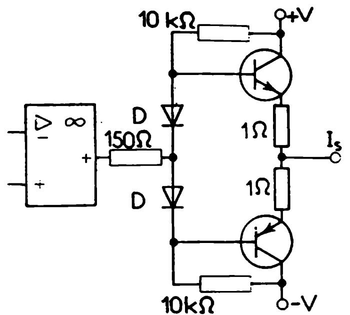


Fig. 94 — Ampli. de puissance

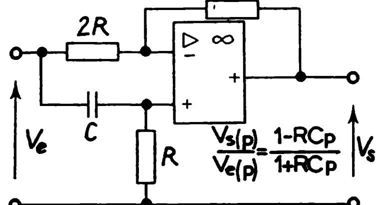


Fig. 95 — Déphaseur

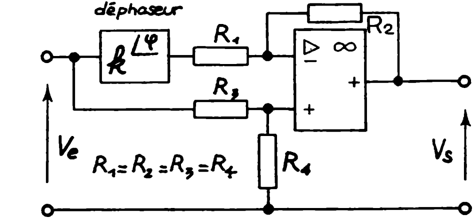


Fig. 96 — Convertisseur phase-amplitude

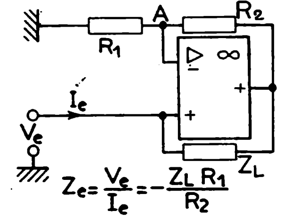


Fig. 97 — Convertisseur de Z négative

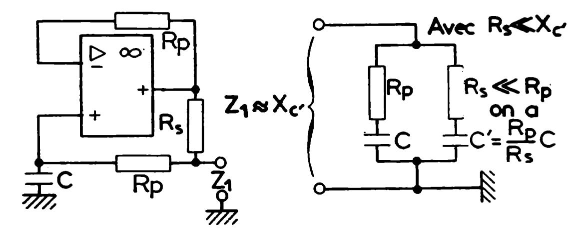


Fig. 98 et 99 — Multiplicateur de C

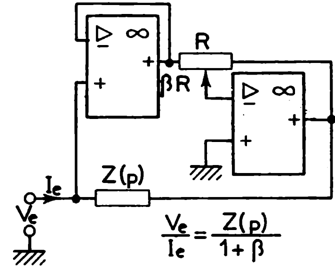


Fig. 100 — Diviseur de Z

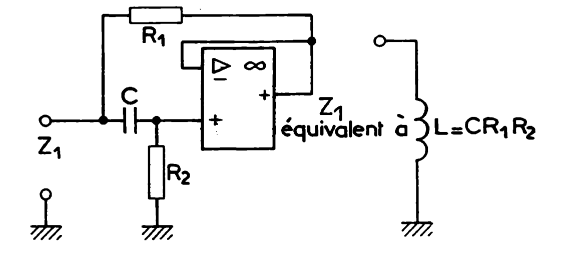


Fig. 101 et 102 — Simulation d'une inductance

f) *Source de courant* (*fig. 92*)

En appliquant une tension constante à l'entrée, on obtient en sortie un courant constant.

Si la tension d'entrée est variable on obtient en sortie un courant proportionnel : convertisseur tension-courant. La plage est plus étendue que celle du montage de la *figure 49* et la charge à une borne à la masse.

g) *Ampli. de courant* (*fig. 93*)

Les résistances d'entrée et de sortie sont $R_e = R_2 / A_0$. $R_S = A_0 R_1$.
L'inconvénient est d'avoir la charge en l'air.

h) *Ampli. de puissance* (*fig. 94*)

Le courant débité par un ampli. opérationnel étant souvent insuffisant, il est nécessaire de le faire suivre d'un ampli. de puissance qui peut être un simple transistor (ou un darlington) ou s'il est nécessaire d'avoir un bon rendement et une faible distorsion d'un étage symétrique classe *AB* tel que celui déjà étudié en B10.

3° Fonctions diverses

a) *Déphaseur* (*fig. 95*)

L'amplification $|A_e| = 1$ et la phase sortie-entrée varie de π à (-2π) en fonction de la fréquence. Si on permute *R* et *C*, la phase varie alors de 0 à $(-\pi)$ en fonction de la fréquence. (Le module n'est pas modifié.) $\varphi = -2 \text{ Arctg } RC\omega$.

b) *Convertisseur fréquence-amplitude* (*fig. 96*)

Si $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, on a $V_S/V_e = 1 - k^{L\varphi}$. Si $k = 1$ (schéma du déphaseur précédent) il vient pour $\varphi = 0$, $V_S = 0$; pour $\varphi = \pi$, $V_S = 2 V_e$. On a ainsi une variation d'amplitude proportionnelle à la phase c'est-à-dire à la fréquence d'entrée.

c) *Convertisseur d'impédance négative* (*N.I.C.*) (*fig. 97*)

L'impédance vue des bornes d'entrée est négative. On peut régler sa valeur en plaçant un potentiomètre au point A. On peut imaginer de nombreuses applications pour lesquelles on peut annuler *R*, *L* ou *C* en plaçant en parallèle *R*, *L* ou *C* négatives.

d) *Multiplicateur de capacité* (*fig. 98 et 99*)

Le montage permet d'obtenir une grande capacité fictive au lieu d'avoir un condensateur de valeur équivalente lourd et encombrant ($C' \leqslant 10^5$ µF).

e) *Diviseur d'impédance* (*fig. 100*)

En ayant β élevé on peut obtenir une faible impédance vue des bornes d'entrée, pour des valeurs non commerciales ou difficiles à fabriquer.

f) *Simulation d'inductance* (*fig. 101 et 102*)

Ce schéma permet de réaliser plus facilement certaines valeurs de *L*, uniquement avec une capacité associée à 2 résistances.

g) *Inverseur d'impédance positive* (P.I.I.) *ou gyrateur* (*fig. 103*)

Le gyrateur est un quadripôle qui inverse Z_S par rapport à Z_e et Z_e par rapport à Z_s par l'intermédiaire d'une impédance caractéristique dite de gyration qui se ramène souvent à une résistance pure R_T.

Le schéma de base est obtenu par association d'un générateur de courant et d'une impédance négative.
Les applications sont très diverses :

- Conversion tension-courant.
- Transformation et adaptation d'impédances.
- Transformation $L \leftrightarrow C$ (filtres).
- Isolation entre étages.

CIRCUITS INTÉGRÉS
AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

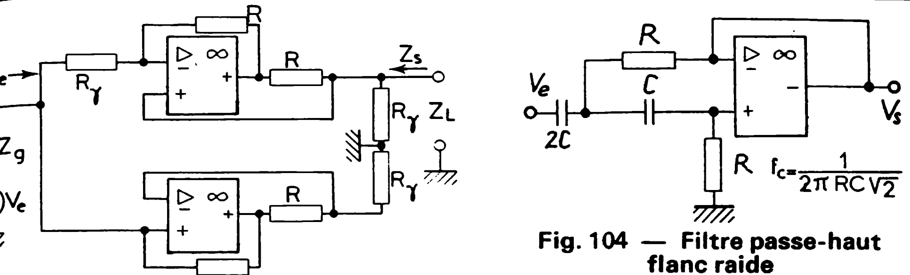


Fig. 103 — Gyrateur $Z_e = \frac{R_\gamma^2}{Z_L}$ et $Z_S = \frac{R_\gamma^2}{Z_g}$

Fig. 104 — Filtre passe-haut flanc raide

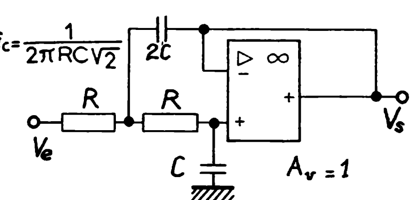


Fig. 105 — Filtre passe-bas, flanc raide

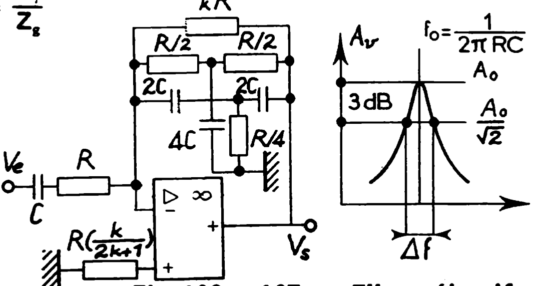


Fig. 106 et 107 — Filtre sélectif de bande étroite

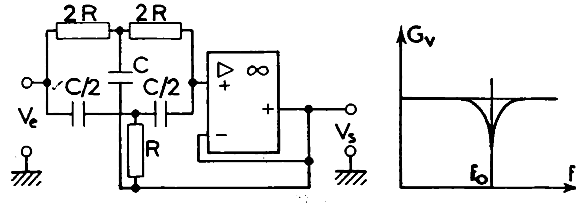


Fig. 108 et 109 — Filtre réjecteur

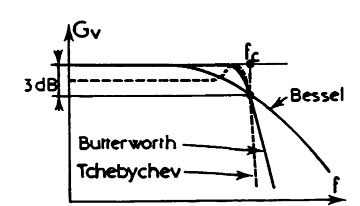


Fig. 110 — Filtres divers

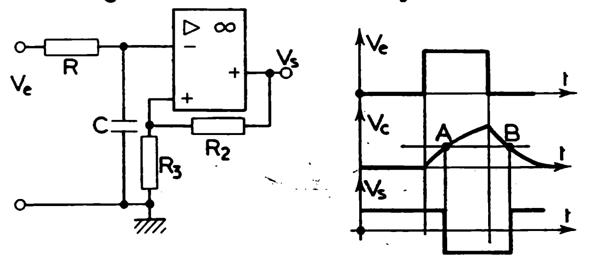


Fig. 111 et 112 — Circuit à retard

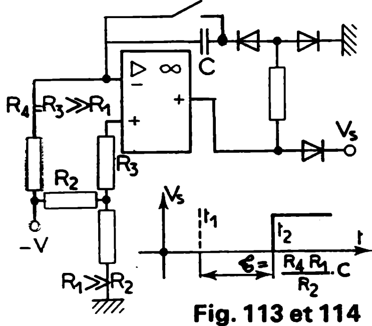


Fig. 113 et 114
Circuit à retard élevé

IX - FILTRES ACTIFS

Les filtres actifs sont réalisés avec des réseaux *RC* placés en liaison ou dans la boucle de contre-réaction d'un ampli. opérationnel. Le filtre ainsi réalisé a les avantages suivants :

– Impédance de sortie très faible.

– Suppression des bobinages en particulier sur filtres *TBF* qui nécessiteraient en filtres passifs des bobines d'inductance encombrantes et difficiles à fabriquer.

– Obtention de forts coefficients de surtension avec des composants de tolérances ± 0,1 %, outre l'action sur la bande passante des amplificateurs, l'élimination de fréquences indésirables, ils sont utilisés sur certains oscillateurs ou pour transformer un signal triangulaire en sinusoïdal ou un signal carré en triangulaire.

1° Filtres du 1er ordre

Ce sont des filtres simples où seul le terme ($p = j\omega$) intervient. L'atténuation a une pente de 6 dB/octave. Nous les avons déjà étudiés :

- filtre passe-haut (*fig. 45, 48 et 59*) ;
- filtre passe-bas (*fig. 56*) ;
- filtre passe-bande (*fig. 60*) ;
- filtre éliminateur de bande (*fig. 64*).

2° Filtres du 2e ordre

Dans ce cas, la fonction de transfert contient le terme ($j^2\omega^2 = p^2$). Il peut être constitué par deux cellules identiques en cascade d'où une atténuation de 12 dB/octave (voir aussi B12). De tels filtres peuvent être réalisés avec un seul ampli. opérationnel (*fig. 104 et 105*).

3° Filtres à bande étroite

Ils utilisent une cellule en double *T* placée soit dans la boucle de réaction (*fig. 106*) ou dans la liaison (*fig. 108 et 109*).

Sélectivité (*fig. 107*) : $\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{\sqrt{A_0(1 + A_0)}}$ comme $A_0 \gg 1$ $\frac{\Delta f}{f_0} \approx \frac{1}{A_0}$.

4° Autres filtres

Il existe de nombreuses autres structures plus ou moins compliquées dont on trouvera les schémas sur des ouvrages théoriques. Nous donnons la réponse en amplitude (*fig. 110*) pour trois des plus connus. La structure Tchebyschev donne la pente la plus raide, celle de Butterworth la réponse harmonique la plus plate, et celle de Bessel une phase proportionnelle à f ainsi qu'une réponse impulsionnelle plus performante.

X - AUTRES APPLICATIONS

1° Circuits à retard

Si un créneau est appliqué à l'entrée (*fig. 111*) on le retrouve retardé en sortie mais inversé (*fig. 112*).

Si on ferme l'interrupteur au temps t_1 (*fig. 113 et 114*) on obtient un échelon en sortie retardé du temps τ par rapport à t_1.

2° Bascules : voir chapitre F.

3° Oscillateurs : voir chapitre J.

4° Circuit multiplieur : voir page suivante.

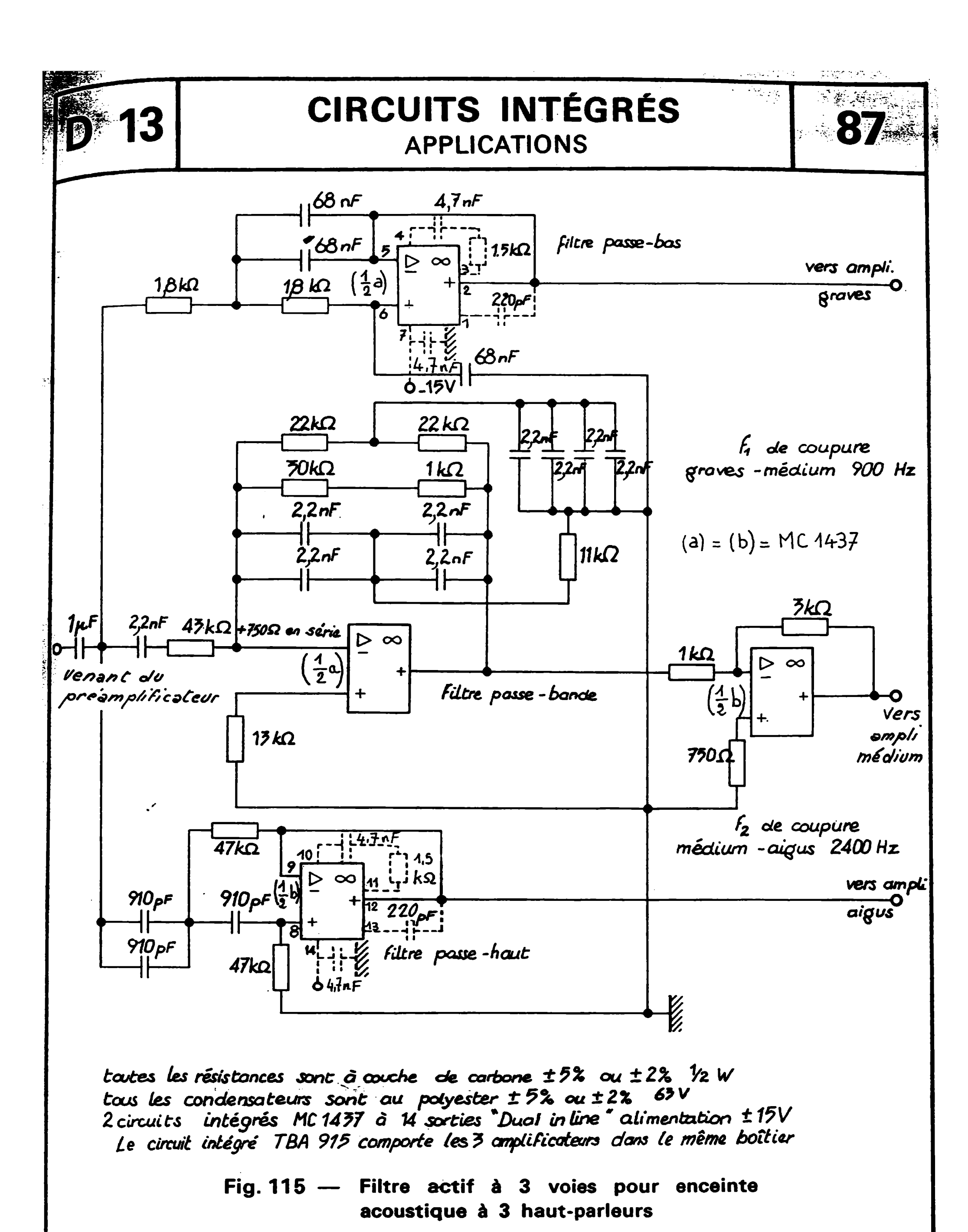
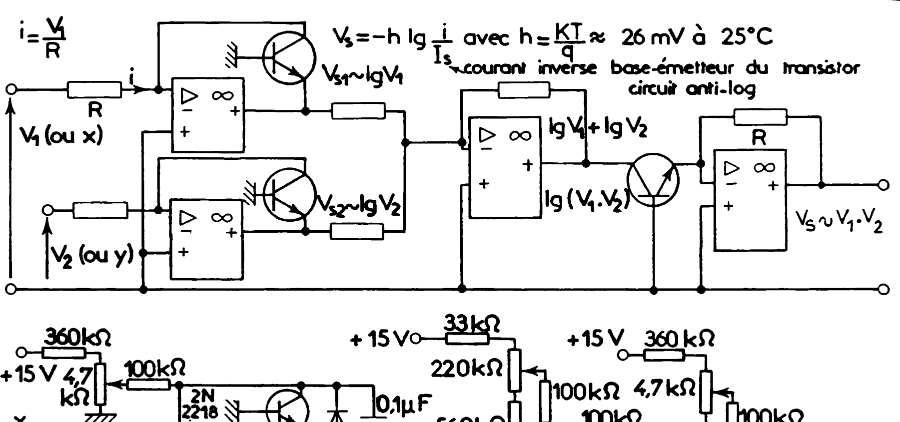


Fig. 115 — Filtre actif à 3 voies pour enceinte acoustique à 3 haut-parleurs



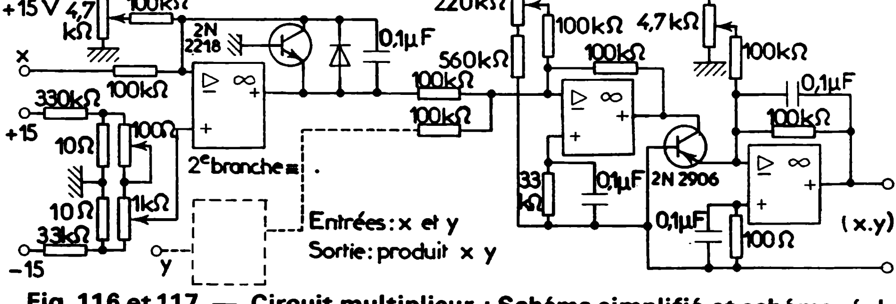
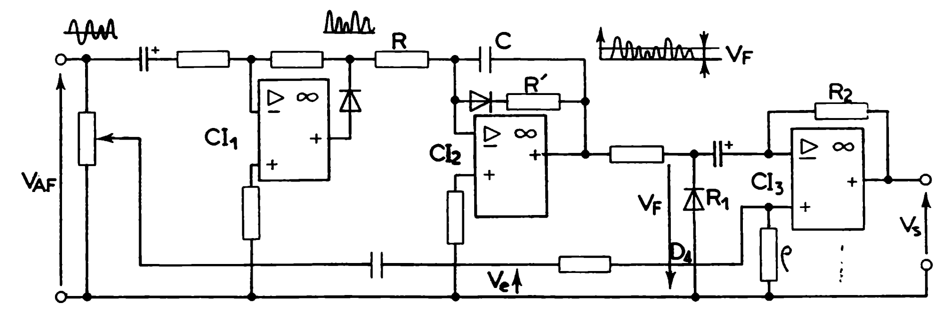


Fig. 116 et 117 — Circuit multiplieur : Schéma simplifié et schéma réel



La tension AF redressée par CI 1 est intégrée par CI 2 avec C dans la boucle de réaction. D_3 et R′ en parallèles sur C permettent de modifier logarithmiquement la composante continue variable. Celle-ci est appliquée à la diode D_4.
Le CI_3 est un ampli non inverseur tel que :
$V_s=V_e\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)=V_e\left(1+\frac{R_2}{r_{dF}}\right)$. Quand $|V_e|\nearrow$ on a aussi $|V_F|\nearrow$ soit $r_{dF}\searrow$
et $G_V\nearrow$ (effet expanseur)

Fig. 118 et 119
Schéma simplifié de l'expanseur de gain ci-contre

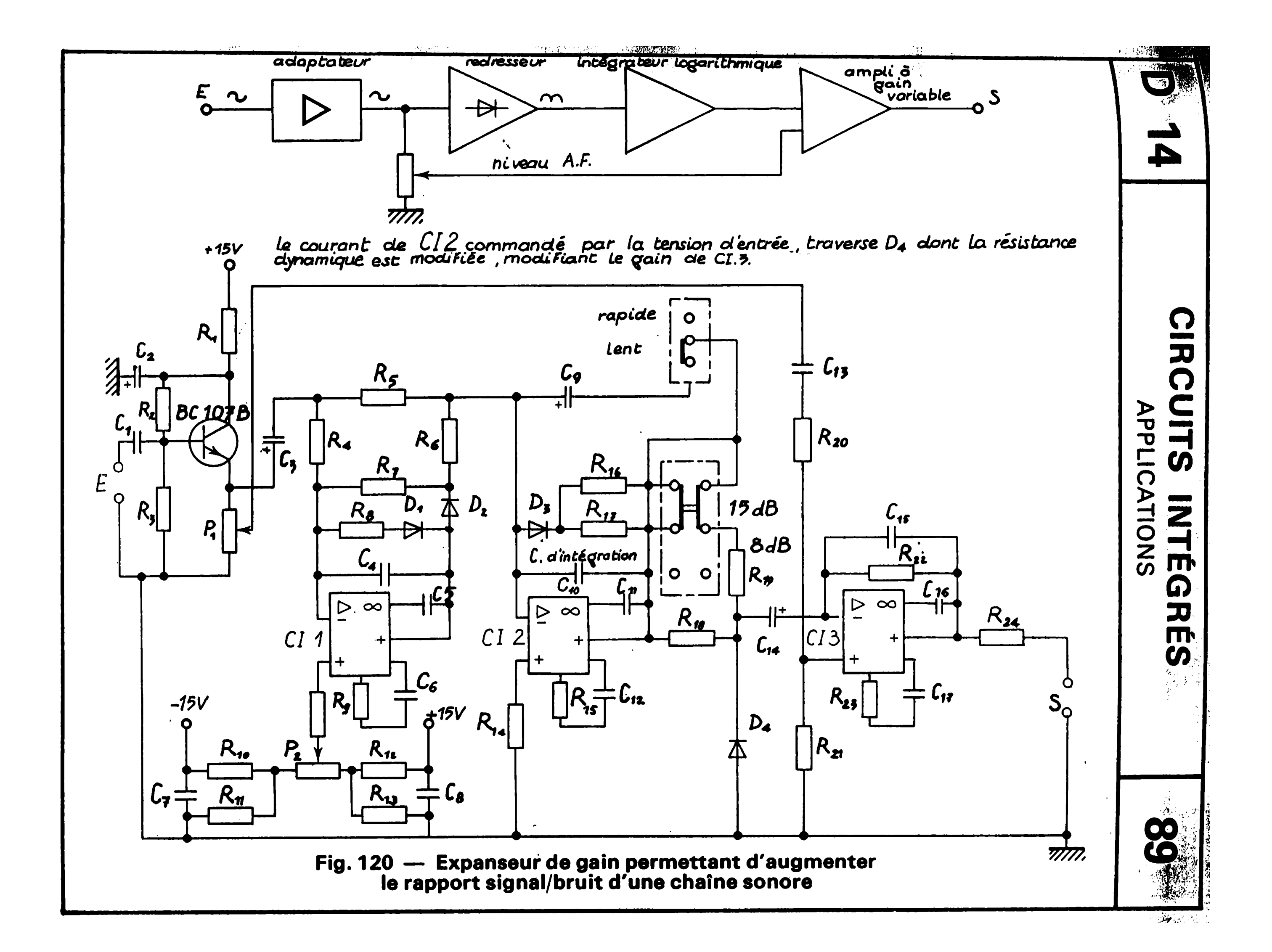


Fig. 120 — Expanseur de gain permettant d'augmenter le rapport signal/bruit d'une chaîne sonore

I - ÉTAGES AF DE RADIORÉCEPTEURS (*fig. 1*)

– Puissance maximale de sortie : 1 à 6 W avec un seul étage de puissance.
4 à 10 W avec deux étages de puissance symétrique.
– Tension d'entrée : environ 1 V pour la puissance maximale de sortie.

Cette tension peut être délivrée par :
– la détection du récepteur ;
– un lecteur piézoélectrique (pick-up ou P.U.) ;

Le commutateur de gammes comporte une position (P.U.).

L'utilisation éventuelle d'un microphone piézoélectrique ou électrodynamique délivrant une tension de 20 à 50 mV nécessite un préamplificateur supplémentaire.

Variantes

– Pour un récepteur en AM (modulation d'amplitude), la qualité est limitée du fait des inconvénients inhérents à ce procédé de modulation. Un amplificateur simple dont la bande passante est limitée à 4500 Hz est suffisant. Dans un récepteur en FM (modulation de fréquence), l'amplificateur AF devra être de qualité.

– La figure 2 montre comment on peut utiliser la partie AF d'un récepteur en interphone très simple à deux correspondants et un seul tableau de commande. Positions : *R* récepteur, *E* écoute, *P* parole.

II - GRAVEURS DE DISQUES (*fig. 3*)

Une installation complète comporte des entrées micro et PU avec préamplificateurs et correcteurs, mélangeurs, dosage, réglage de tonalité, réglage de puissance. Il peut y avoir un ou plusieurs amplificateurs de puissance de 10 W environ, chacun attaquant un ou plusieurs graveurs.

Un compresseur de contrastes complète l'installation.

III - ÉLECTROPHONES

Nous voyons sur la figure 4 que le schéma de principe d'un amplificateur d'électrophone ne diffère en rien de celui des étages AF d'un radiorécepteur. La puissance de sortie varie de 3 à 10 W. Une caractéristique de réponse est donnée figure 6.

Pour un amplificateur de haute fidélité on doit avoir les qualités minimales suivantes :
– Caractéristique de réponse : 20 Hz à 30 kHz à ± 2 dB.
– Puissance minimale de sortie par canal : 10 W eff. par canal.
– Taux de distorsion harmonique totale : < 0,5 % pour P_s = 2 W eff. par canal.
– Rapport signal/bruit : 60 dB pour P_s = 1,5 W eff. par canal.
– Taux d'affaiblissement de diaphonie : – 25 dB à 1000 Hz.

La diaphonie est un défaut dû à l'action réciproque d'un canal sur l'autre dans le cas de stéréophonie. On mesure le niveau de diaphonie à partir d'un disque stéréophonique où un seul des flancs du sillon est modulé. Un exemple de courbe obtenue est donné à la figure 7. On note qu'elle répond aux normes de haute fidélité.

Types de lecteurs	U de sortie	Nb d'ampli de U	Z_L à 1000 Hz	Observations
Magnétodynamiques	1 à 10 mV	2	47 à 100 kΩ	pas de transfo.
Electrodynamiques	0,1 à 1 mV	2	50 à 200 Ω	transformateur
Piézoélectrique : Sel de Seignette	0,1 à 1 V	1	100 à 500 kΩ	pas de transfo.
Piézoélectrique : céramique	10 à 100 mV	1	1 à 5 MΩ	pas de transfo.

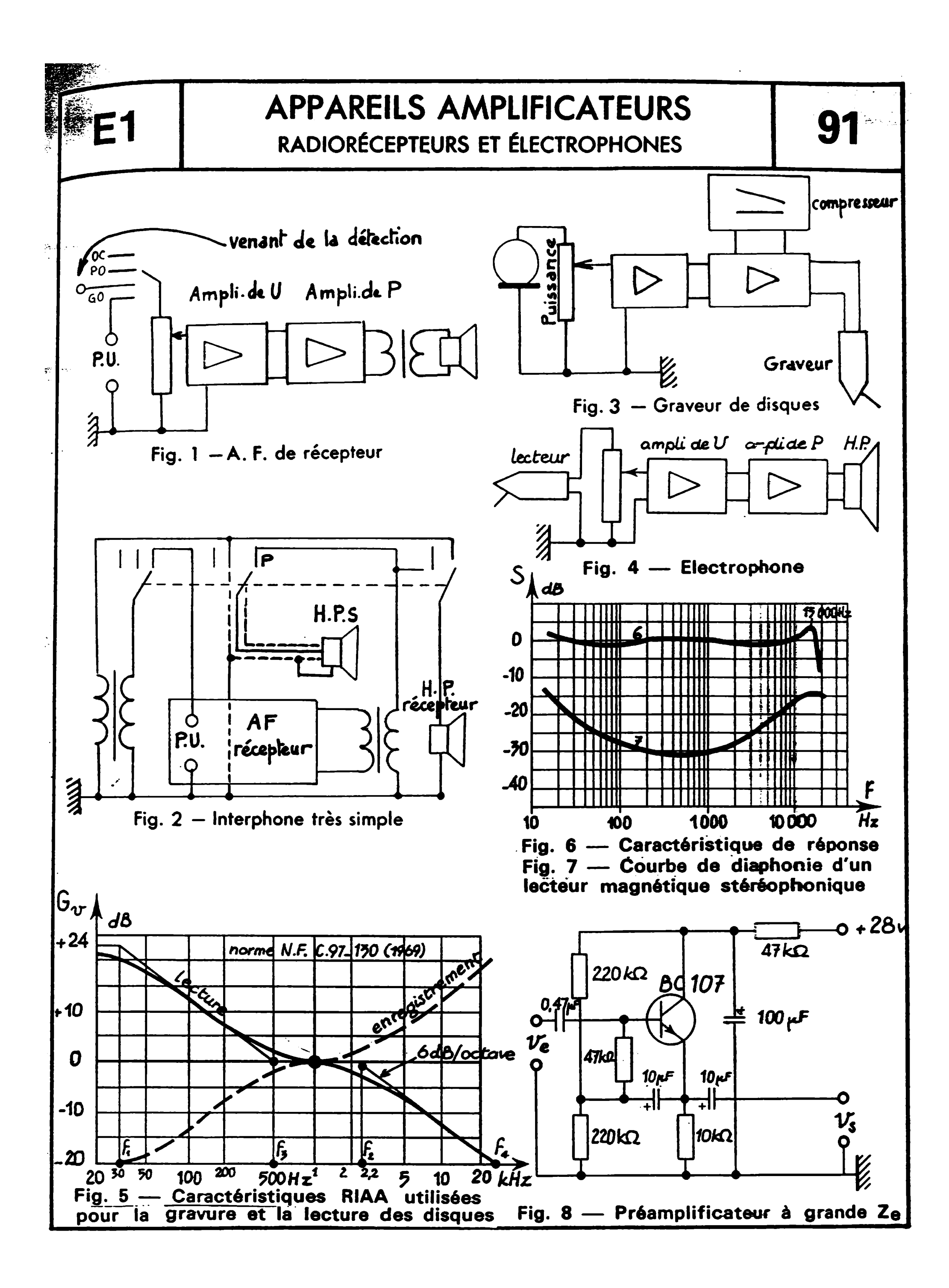


Fig. 1 — A. F. de récepteur

Fig. 2 — Interphone très simple

Fig. 3 — Graveur de disques

Fig. 4 — Electrophone

Fig. 5 — Caractéristiques RIAA utilisées pour la gravure et la lecture des disques

Fig. 6 — Caractéristique de réponse
Fig. 7 — Courbe de diaphonie d'un lecteur magnétique stéréophonique

Fig. 8 — Préamplificateur à grande Ze

1° Caractéristiques d'enregistrement

La caractéristique américaine RIAA est pratiquement adoptée par la plupart des constructeurs. Elle est représentée à la *figure 5*. La courbe européenne CCIR a une tolérance de ± 2 dB et englobe la courbe RIAA. Les sons graves sont diminués en intensité pour que l'amplitude de déplacement du burin graveur ne soit pas trop élevée (possibilité d'augmenter le nombre de spires au centimètre). D'autre part, les aiguës sont renforcées pour diminuer le bruit de surface qui se manifeste à ces fréquences (augmentation du rapport signal sur bruit).

2° Caractéristique de compensation à la lecture

Lorsqu'un lecteur a une caractéristique de réponse horizontale (cas des lecteurs magnétiques par exemple), on doit introduire dans le préamplificateur un circuit de correction qui produit une caractéristique de lecture inverse de la caractéristique d'enregistrement.

Le réseau de correction peut être placé soit dans la liaison entre deux étages (*fig. 13*), soit, le plus souvent, dans une boucle de réaction (*fig. 14*). On réalise la correction au moyen de cellules *RC* dont les fréquences de coupure sont 30 Hz et 2,2 kHz. L'étude d'un compensateur RIAA est donnée en E10.

3° Caractéristiques des têtes de lecture

a) *Lecteurs piézoélectriques* (Sel de Seignette ou céramique)

Ils équipent la plupart des électrophones de qualité moyenne. Ils possèdent une grande souplesse d'adaptation par rapport aux autres systèmes. La caractéristique obtenue dépend beaucoup de la charge branchée aux bornes du lecteur. Elle corrige de façon assez convenable la caractéristique de gravure RIAA lorsqu'elle est chargée par une résistance d'entrée de 1 MΩ (courbe en pointillés de la *figure 9*). La diaphonie est de − 20 dB à 1 kHz.

Pour obtenir une grande impédance d'entrée, on peut utiliser un transistor monté *CC* modifié pour accroître r_e (montage bootstrap : *fig. 8*) (1) ou encore un transistor à effet de champ (*fig. 11*).

Il faut obligatoirement un condensateur de liaison pour éviter toute composante continue d'être appliquée au sel de Seignette (2). Dans le cas de céramique, ce condensateur peut être supprimé, la liaison directe étant plus favorable aux passages des graves.

En examinant plus en détail l'influence des éléments sur la courbe de réponse, on constate que la caractéristique du lecteur chute dans les aiguës car la cellule piézoélectrique a une capacité de l'ordre de 100 pF. Supposons que sa valeur soit de 160 pF. En lui associant en parallèle une résistance de 470 kΩ, la fréquence de coupure est de 2 kHz environ (*fig. 10*). La courbe RIAA est ainsi corrigée dans les aiguës. Pour compenser les graves, il faut compléter par un filtre passe-bas (ou cellule à retard de phase) dont les fréquences de coupure sont :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)} = 50 \text{ Hz} \qquad \text{et} \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C} = 500 \text{ Hz}.$$

L'atténuation étant de 20 dB, on intercale entre la cellule et le lecteur un étage préamplificateur de gain 20 dB. On utilise un *FET* ayant une forte impédance d'entrée et un faible bruit.

b) *Lecteurs magnétiques* (à réluctance variable ou magnétodynamique)

Ils constituent la majorité des lecteurs de disques utilisés sur les appareils de haute fidélité. Leur bande passante est de 20 Hz à 20 kHz à ± 2 dB (*fig. 6*). Ils nécessitent l'emploi d'un compensateur RIAA dans le préamplificateur (*fig. 12 à 14*). Leur niveau de sortie est assez faible : 1 mV/cm/s à 1 kHz par canal, avec une résistance de charge de 50 kΩ. La diaphonie est de − 30 dB à 1 kHz.

(1) L'explication du montage bootstrap est donnée en C3.

(2) Sinon le Sel de Seignette se décompose par électrolyse.



Fig. 9 — Caractéristique de réponse d'un lecteur piézoélectrique

Fig. 10 — Lecteur piézoélectrique

Fig. 11 — Étage d'entrée à forte Re (transistor TEC) pour lecteur piézo

Fig. 12 — Lecteur à réluctance variable avec circuit de correction

Fig. 13 — Compensateur RIAA dans liaison directe

Fig. 14 — Compensateur RIAA dans boucle de réaction sur circuit intégré TAA 151 comportant 3 transistors à liaison directe

IV - AMPLIFICATEURS MICROPHONIQUES

1° Caractéristiques générales

Pour avoir une bonne caractéristique de réponse, il est nécessaire d'utiliser des circuits de correction (*fig. 15*).

Un amplificateur microphonique ordinaire doit avoir B_3 = 70 Hz à 6000 Hz avec un taux de distorsion harmonique inférieur à 5 %. Il comporte un contrôle de tonalité simple relevant les graves, et il délivre une puissance de sortie comprise entre 3 et 6 W.

Un amplificateur professionnel doit avoir un taux de distorsion inférieur à 0,5 % pour 2 Weff. pour une bande passante de 20 Hz à 30 000 Hz à ± 2 dB. Il comporte un contrôle de tonalité agissant de ± 10 à 15 dB sur les graves ou les aiguës. Le rapport signal sur bruit doit être supérieur à 60 dB pour une puissance de sortie de 1,5 Weff.

Un amplificateur mixte pour «grand public» doit comporter une prise «PU» et une prise «micro» avec un préamplificateur pour le microphone (*fig. 16*).

2° Circuits d'entrée

a) *Microphone à charbon*

L'impédance de 200 à 300 ohms nécessite un transformateur d'adaptation de rapport de transformation n = 1/40 à 1/100. Il doit être alimenté sous une tension de 4 à 15 volts. La mauvaise caractéristique de réponse fait que son emploi est limité comme micro de téléphone.

b) *Microphone électrostatique (fig. 18)*

Il est alimenté sous 60 à 120 V par un convertisseur à partir de piles de 9 ou 12 V. Le microphone comporte un préamplificateur incorporé dans le boîtier de façon à avoir une liaison extra-courte. La liaison peut se faire ensuite en basse impédance à un amplificateur d'impédance d'entrée 200 Ω. Les modèles HF alimentés sous 12 V ont le microphone incorporé dans un oscillateur HF modulé directement par le signal AF (*fig. 17*). Tous ces microphones sont excellents mais couteux et réservés à des installations professionnelles de haute fidélité.

c) *Microphone dynamique à bobine (fig. 19)*

La majorité des types est prévue pour une impédance de sortie 200 Ω. La liaison par câble blindé de longueur quelconque (ligne 200 Ω) est effectuée à l'entrée d'un préamplificateur d'impédance d'entrée de l'ordre de 500 Ω à 1 kΩ sans transformateur. Lorsque l'impédance de sortie du microphone est très différente de l'impédance d'entrée du préamplificateur, on utilise un transformateur d'adaptation (*fig. 19*).

d) *Microphone à électret (fig. 20)*

C'est un microphone électrostatique dont le diélectrique (polycarbonate fluoré) a été polarisé une fois pour toute. Il ne nécessite pas d'alimentation. Ce modèle a été étudié pour remplacer les microphones à charbon dans les combinés téléphoniques. Le pont de diode permet l'alimentation correcte de l'ampli quelle que soit la polarité des deux fils de la ligne téléphonique.

e) *Microphone piézoélectrique (fig. 21)*

Pour obtenir une tension suffisante aux fréquences basses, on choisit R = 4,7 MΩ. Si la distance entre microphone et amplificateur dépasse 5 mètres, on emploie une ligne à basse impédance (*fig. 22*). Le condensateur $C = 22\ nF$ éventuellement protège la cellule contre le courant continu qui la détruirait par électrolyse (pas nécessaire sur microphone céramique).

Types de microphones	U sortie	Nombre de préampli.	Z_s	avec / sans transfo.	Alimentation	Observations
Piézoélectrique à membrane	5 à 20 mV	2 (ou 1)	100 kΩ à 1 MΩ	sans transfo.	aucune	bonne fidélité
Electrostatique	5 mV	2	10 à 40 Ω à la sortie du pré-ampli incorporé	sans transfo sur R_e 200 Ω	60 à 120 V 12 V (micro HF)	excellente fidélité
Electrodynamique bobine mobile	1 à 40 mV	1 ou 2	10 Ω à 500 Ω 25 kΩ à 150 kΩ	sans transfo avec transfo	aucune	excellente fidélité

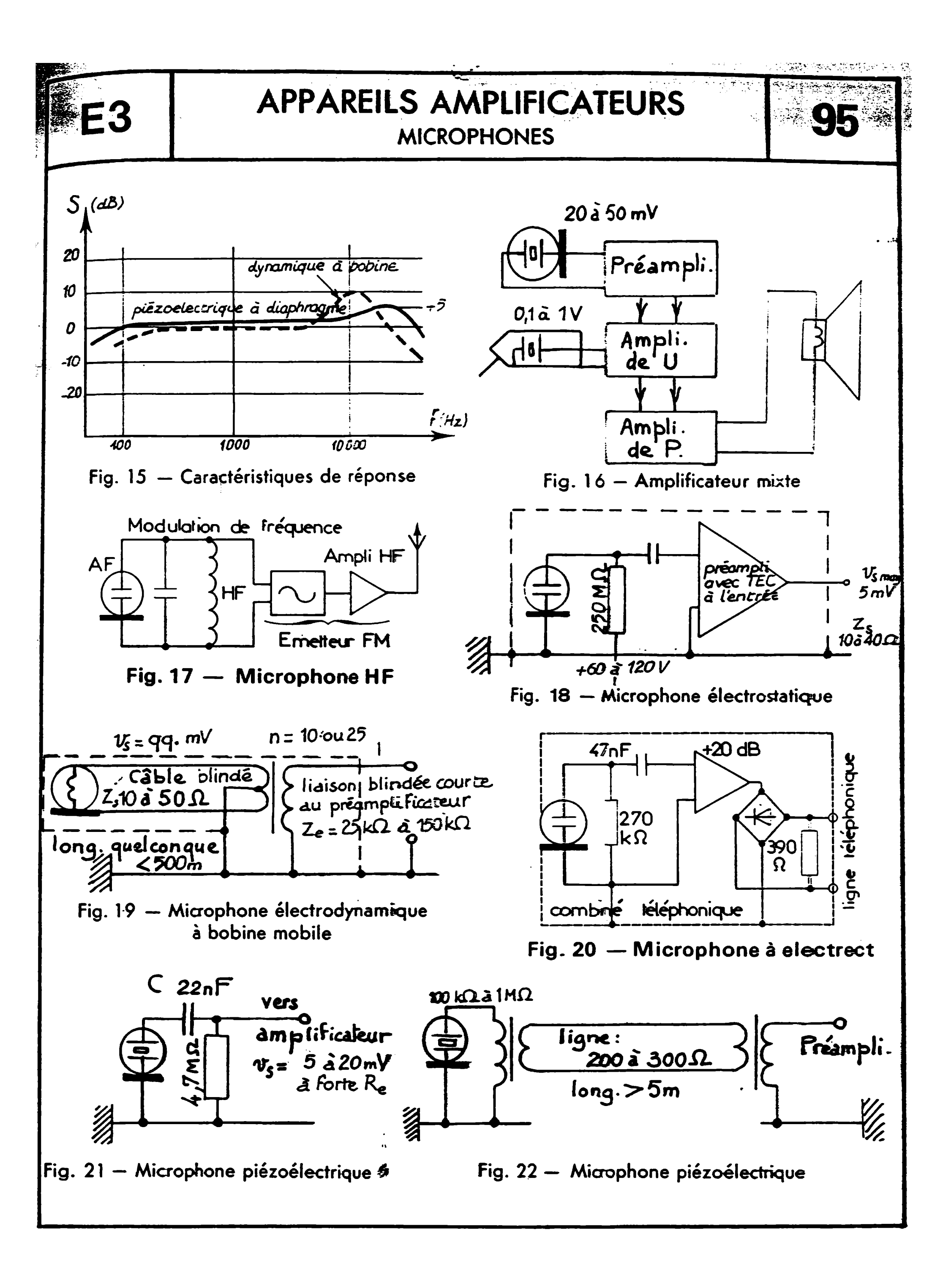


Fig. 15 — Caractéristiques de réponse

Fig. 16 — Amplificateur mixte

Fig. 17 — Microphone HF

Fig. 18 — Microphone électrostatique

Fig. 19 — Microphone électrodynamique à bobine mobile

Fig. 20 — Microphone à electrect

Fig. 21 — Microphone piézoélectrique

Fig. 22 — Microphone piézoélectrique

V - AMPLIFICATEURS POUR TUBES ET CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES

1° Caractéristiques et applications

Les caractéristiques générales sont données dans le tableau ci-dessous. Les utilisations dépendent des valeurs données ainsi que des caractéristiques spectrales.

Les tubes photoémissifs à gaz ne sont presque plus employés, sauf pour le contrôle des flammes de brûleurs et comme détecteurs d'ultra-violet.

Les tubes photoémissifs à vide s'imposent lorsque l'on désire avant tout un fonctionnement stable et constant, en particulier pour les mesures photométriques, ainsi que pour des fréquences élevées en lumière modulée.

Les cellules photoconductives sont extrêmement sensibles et elles ne nécessitent qu'une faible amplification. On les emploie surtout pour la commande de relais, les commandes automatiques (portes, escaliers roulants), pour la détection et le contrôle de chaleur. Les cellules au sulfure de cadmium dont la sensibilité est proche de celle de l'œil sont utilisées comme posemètres sur les appareils photographiques et les caméras à cellules incorporées. Elles sont remplacées, dans certaines applications, par les photodiodes très peu encombrantes et alimentées sur piles. On utilise les photodiodes pour la lecture des pistes sonores de films, pour la détection des rayonnements, le comptage, le déclenchement de sécurité.

Les cellules photovoltaïques au silicium ou photopiles sont utilisées pour la lecture de cartes ou bandes perforées.

2° Schémas de montage

– Tube photoémissif (*fig. 23*). On trace, sur le réseau de caractéristiques (*fig. 24*), la droite de charge comme pour un transistor. On détermine ainsi V_A en fonction du flux lumineux.

– Cellule photoconductive (*fig. 25*). Le montage représenté correspond à une utilisation en lumière modulée. Les cellules au sulfure de cadmium ont une sensibilité suffisamment grande pour pouvoir exciter une bobine de relais sans amplification.

– Phototransistor pour détection de flux lumineux (*fig. 26*). La sensibilité de la photodiode à jonction est multipliée par l'amplification du transistor. Le réseau de caractéristiques (*fig. 27*) ressemble à celui des transistors habituels en remplaçant le paramètre I_B par l'éclairement E.

– Cellule photovoltaïque pour déclenchement de relais ou pour comptage (*fig. 28*). Lorsque la cellule est éclairée sous un flux lumineux suffisant, la tension sur l'entrée (–) devient supérieure à celle de l'entrée (+) et la tension de sortie passe de + 12 V à – 12 V.

– Photodiode pour lecteur de son de piste sonore sur film cinématographique (*fig. 29*). Elle se révèle particulièrement intéressante pour la lecture des films en couleurs à cause de sa sensibilité.

– Amplificateur différentiel à courant continu pour comparateur photoélectrique (*fig. 30*). Le potentiomètre permet le réglage du zéro. En masquant l'une des cellules, on peut utiliser l'appareil en luxmètre. On peut imaginer facilement le même montage en remplaçant les deux transistors par un ampli différentiel à circuit intégré.

	Sensibilité moyenne	Alimentation	*R* de charge	Bande passante
Tubes à vide	20 à 50 µA/lm	50 à 100 V	1 à 10 MΩ	20 MHz max
Tubes à gaz	100 à 200 µA/lm	50 à 100 V	1 MΩ	10 kHz max
Cellules photoconductives	1 à 10 mA/lm jusqu'à 10 A/lm pour CdS	10 à 300 V		200 Hz à 10 kHz
Cellules photovoltaïques	350 µA/lm	sans		100 Hz à 10 kHz
Photodiodes	0,04 à 0,1 µA/lux	5 à 30 V	20 à 50 kΩ	100 kHz max

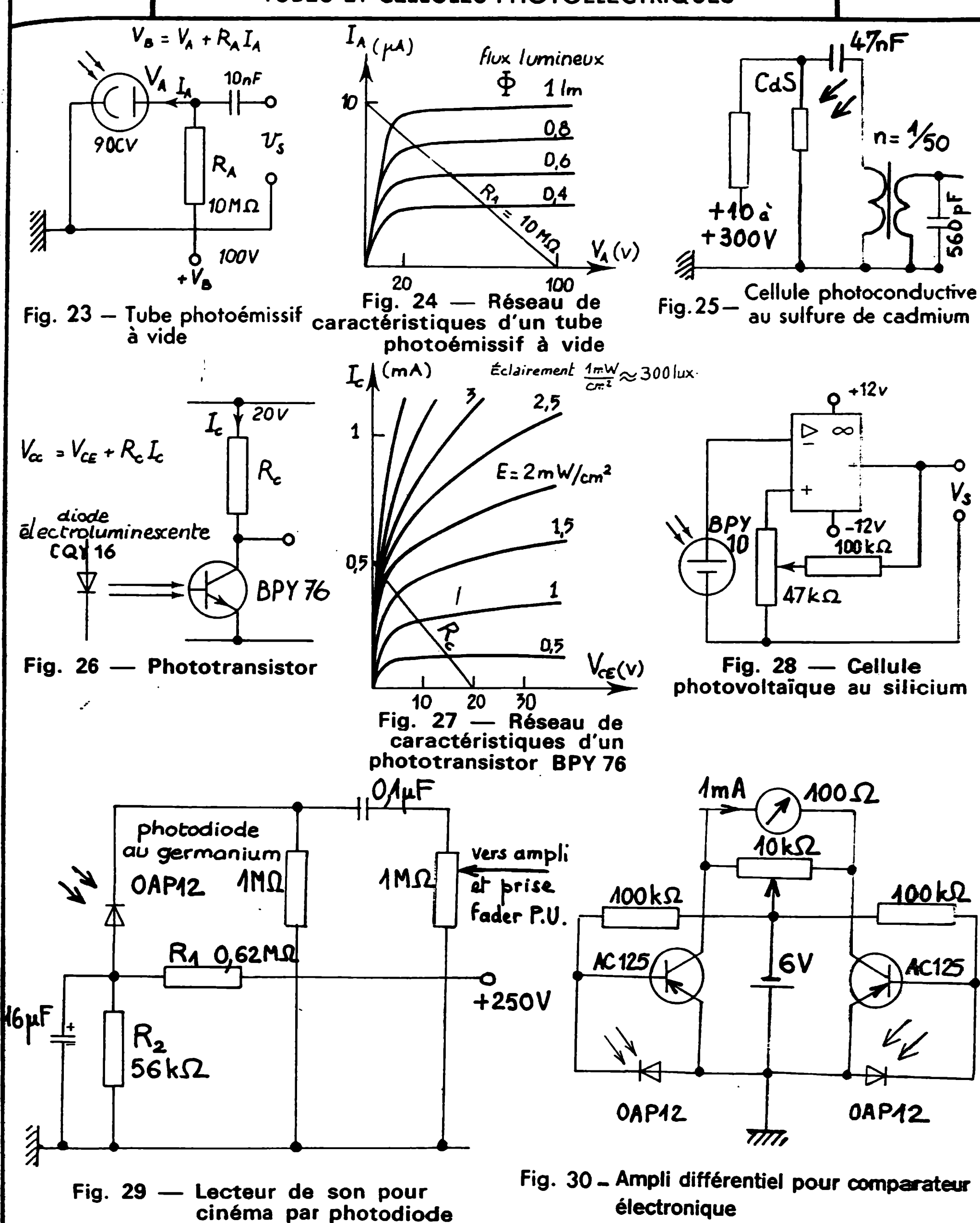


Fig. 23 — Tube photoémissif à vide

Fig. 24 — Réseau de caractéristiques d'un tube photoémissif à vide

Fig. 25 — Cellule photoconductive au sulfure de cadmium

Fig. 26 — Phototransistor

Fig. 27 — Réseau de caractéristiques d'un phototransistor BPY 76

Fig. 28 — Cellule photovoltaïque au silicium

Fig. 29 — Lecteur de son pour cinéma par photodiode

Fig. 30 — Ampli différentiel pour comparateur électronique

VI - MAGNÉTOPHONES

1° Composition (*fig. 34*)

Un magnétophone type comprend :

- Une bande magnétique et son dispositif de défilement.
- Un système d'effacement ultra-sonore.
- Une tête d'enregistrement alimentée par un amplificateur AF et une polarisation ultra-sonore superposée.
- Une tête de lecture alimentant un amplificateur AF et un haut-parleur.

2° Circuits de correction

Ils doivent tenir compte à la lecture de :

a) *La caractéristique d'enregistrement* (*fig. 31*) ([1])

Les sons graves sont diminués en intensité pour éviter la saturation de la bande magnétique, et les aigus renforcés pour augmenter le rapport signal sur bruit de fond. La caractéristique de lecture doit agir en sens inverse. Nous remarquons que la caractéristique est fonction de la vitesse de défilement pour les fréquences aiguës.

b) *La vitesse de défilement* (*fig. 32*)

Plus la vitesse est grande, plus la bande passante est large et la fidélité meilleure.

c) *La bande magnétique utilisée* (*fig. 33*)

La caractéristique de réponse dépend de l'oxyde utilisé.

3° Effacement

Il est effectué au moyen d'un oscillateur de fréquence comprise entre 40 kHz et 120 kHz (en général cinq fois la fréquence la plus élevée à reproduire). La puissance à fournir est de 3 à 4 W (maximum). La tête (L = 5 mH) est à basse impédance (Z = 2,2 Ω).

4° Enregistrement

Le magnétophone comporte diverses entrées avec un ou deux préamplificateurs et un mélangeur (micro, P.U., radio). L'impédance est calculée pour qu'il n'y ait pas de résonance dans la bande de fréquences à transmettre. La puissance à transmettre à la tête est de 1 W maximale. Le contrôle de modulation se fait par indicateur visuel d'accord ou par voltmètre sur matériel professionnel.

Afin de travailler sur une partie droite du cycle d'hystérésis et d'éviter ainsi des distorsions, on superpose au courant AF un courant porteur de fréquence ultra-sonore appelé courant de polarisation magnétique.

5° Lecture

La tête (L = 100 mH) est à basse impédance (Z = 8,5 Ω). L'amplificateur est souvent le même que celui utilisé pour l'enregistrement. Elle délivre environ 1 mV et une entrée type «micro» suffit.

L'amplificateur comporte un circuit de compensation de la caractéristique d'enregistrement et un contrôle de tonalité plus ou moins complexe.

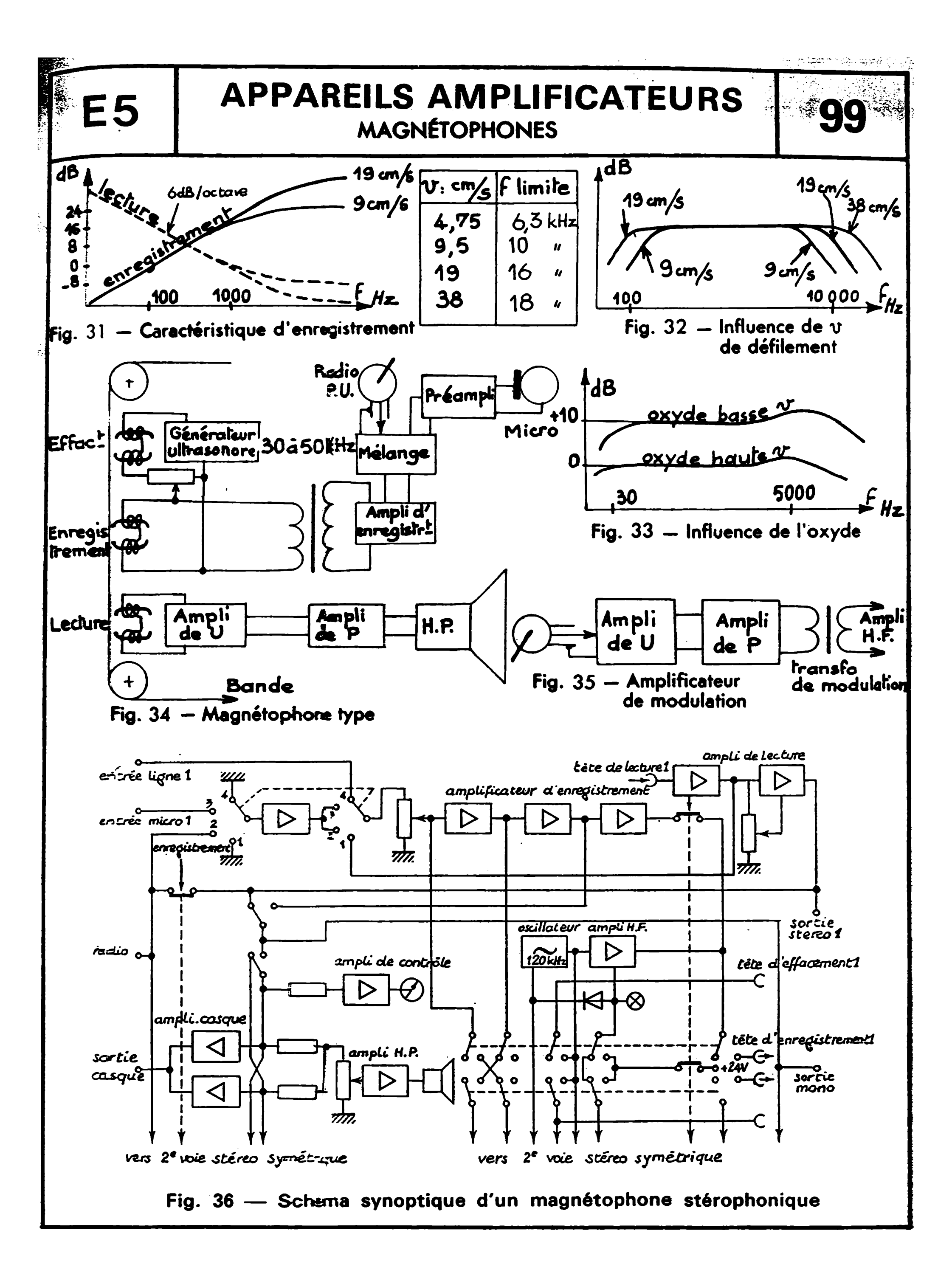
6° Schéma simplifié (*fig. 36*)

Il s'agit du schéma simplifié d'un magnétophone «Philips Pro 12» de type professionnel.

VII - AMPLIFICATEURS DE MODULATION (*fig. 35*)

Ce sont de simples amplificateurs de puissance qui délivrent le signal AF à l'amplificateur RF d'un émetteur. Le modulateur peut être choisi parmi les schémas d'amplificateurs AF ordinaires, d'après la seule considération de la puissance de sortie nécessaire (quelques watts à 100 W en émission de trafic). Le transformateur adapte l'impédance de sortie du modulateur à l'impédance du circuit RF.

(1) La caractéristique d'enregistrement est normalisée : norme NAB.



v : cm/s	f limite
4,75	6,3 kHz
9,5	10 "
19	16 "
38	18 "

Fig. 31 — Caractéristique d'enregistrement

Fig. 32 — Influence de v de défilement

Fig. 33 — Influence de l'oxyde

Fig. 34 — Magnétophone type

Fig. 35 — Amplificateur de modulation

Fig. 36 — Schéma synoptique d'un magnétophone stérophonique

VIII - BRANCHEMENT DES HP

1° HP à une voie *(fig. 37)*

La figure 38 rappelle la caractéristique de réponse des haut-parleurs. On utilise un haut-parleur électrodynamique à bobine mobile. L'impédance à 1 000 Hz des bobines mobiles est : 2,5 - 4 - 8 - 16 - 25 - 50 Ω. L'impédance des bobines est égale environ à leur résistance plus 25% à 1 000 Hz. Tous les montages actuels utilisent des liaisons sans transformateur entre l'amplificateur de puissance et le HP, sauf pour les installations de diffusion publique (voir E8).

Sur les radio-récepteurs, une prise HPS pour haut-parleur supplémentaire peut être prévue.

– Prise HPS à basse impédance *(fig. 37)*. Le HPS est monté en parallèle sur le HP normal. C'est la solution la plus généralement adoptée, mais la charge de l'amplificateur est modifiée lorsque le HPS est branché.

L'utilisation indépendante ou simultanée des deux HP nécessite une commutation comme celle de la figure 39. Lorsqu'il n'y a qu'un seul haut-parleur en service, l'adaptation est mauvaise et on peut y remédier par une commutation plus complexe qui remplace le HP par une résistance égale à l'impédance du haut-parleur.

2° HP pour élargissement de la bande passante

Dans les systèmes de HP à voies multiples, on associe deux ou plusieurs HP avec des réseaux séparateurs en vue d'élargir la bande passante, d'obtenir un effet d'espace ou un effet stéréophonique.

On obtient l'élargissement de la bande passante par l'emploi de deux ou plusieurs hauts-parleurs spécialisés.

a) *Deux HP* : un pour les graves (boomer), un pour les aiguës (tweeter)

Les deux HP sont de type dynamique. Le réseau séparateur utilise un filtre plus ou moins compliqué qui doit dériver sur chaque haut-parleur la puissance en fonction de la fréquence. La fréquence pour laquelle l'atténuation du filtre divise la puissance par 2 s'appelle la fréquence de raccordement f_1 *(fig. 40)*. Le filtre le plus simple est représenté à la figure 41.

Si les deux HP ont même impédance (5 Ω) et pour la fréquence $f_1 = 1000$ Hz, on prend un condensateur $C = 32\ \mu F$ et une inductance $L = 1$ mH. Si le condensateur C est divisé par 2, l'inductance L doit être multipliée par 2.

C : condensateur au papier ou électrochimique non polarisé.

L : inductance à faible résistance en fil de 0,8 à 1,2 mm de diamètre.

L'atténuation des filtres précédents aux environs de la fréquence f_1 est de 6 dB par octaves. Des variantes permettent d'avoir des atténuations plus rapides :

12 dB par octave *(fig. 42)* : filtre en L ;

18 dB par octave avec un filtre en π.

Lorsque les hauts-parleurs ont des impédances différentes, il y a lieu soit d'utiliser deux transformateurs d'adaptation, soit des résistances d'équilibrage, mais avec diminution appréciable du rendement *(fig. 43)*.

b) *Trois HP*

Un pour les graves (elliptique 21-32 cm).

Deux pour les aiguës (deux «tweeter» à 45°).

La figure 44 montre la disposition adoptée pour deux HP électrodynamiques de petit diamètre disposés à 45° du HP principal.

La figure 45 donne la tendance actuelle. Les trois potentiomètres de réglage facultatifs pouvant être supprimés sans modification des autres valeurs du schéma. Les fréquences de coupure adoptées sont 1 000 Hz et 5 000 Hz.

Des systèmes plus élaborés sont représentés en D12 (filtres actifs) et en E13 (filtres passifs).

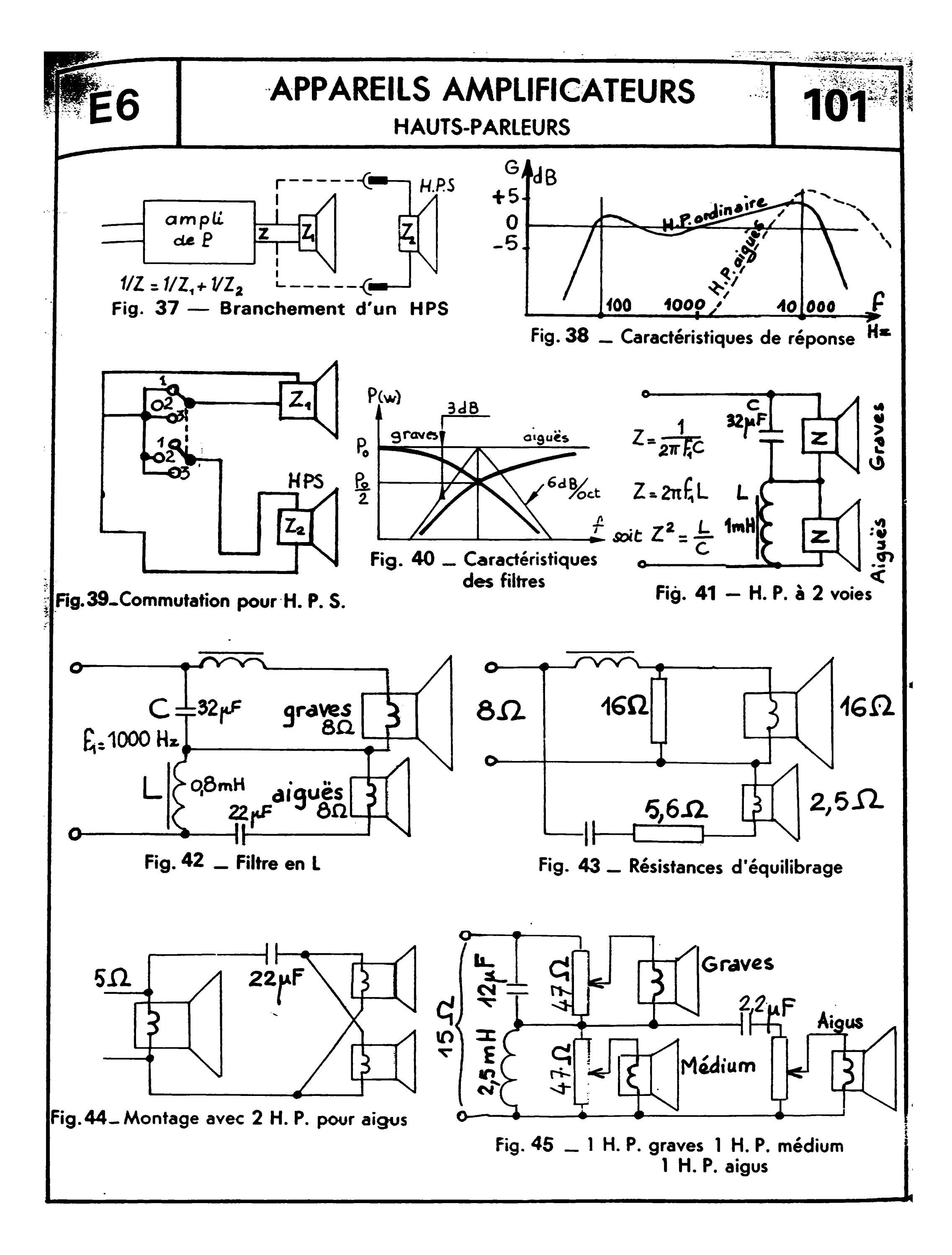


Fig. 37 — Branchement d'un HPS

Fig. 38 — Caractéristiques de réponse

Fig. 39 — Commutation pour H. P. S.

Fig. 40 — Caractéristiques des filtres

Fig. 41 — H. P. à 2 voies

Fig. 42 — Filtre en L

Fig. 43 — Résistances d'équilibrage

Fig. 44 — Montage avec 2 H. P. pour aigus

Fig. 45 — 1 H. P. graves 1 H. P. médium 1 H. P. aigus

3° Réverbération artificielle

Le procédé consiste à recréer le déphasage naturel qui existe naturellement pour des sons provenant de réflexions sur différentes parois. On constate un effet de profondeur qui varie suivant le volume de la salle et la nature des parois.

Première méthode. – Les signaux AF sont prélevés sur la bobine du HP. Ils traversent une ligne à retard et, après amplification, sont appliqués sur un deuxième HP *(fig. 47)*.

Deuxième méthode. – Le circuit de retard est disposé sur la chaîne d'amplification normale. Une fraction est dérivée sur un système à retard puis appliquée à la sortie. Les deux signaux sont émis par le même haut-parleur.

Dans chaque méthode, un potentiomètre permet de régler la fraction des tensions retardées : commande de l'effet de réverbération.

La réverbération est plus efficace pour les fréquences moyennes, et les circuits ont une bande passante (200 Hz à 4000 Hz) qui dépend de la ligne à retard.

Système à retard (fig. 46). – Le retard est obtenu par un système mécanique comprenant deux ressorts séparés. Le retard varie de 28 à 37 millisecondes.

Les torsions provoquées sur l'aimant en ferrite dur, par la variation du champ magnétique dans l'entrefer, sont transmises aux ressorts qui commandent à l'autre extrémité un rotor analogue en ferrite. Les variations de champ magnétique correspondantes induisent des tensions retardées dans la bobine du circuit magnétique.

4° Stéréophonie

La stéréophonie consiste à utiliser deux canaux séparés depuis l'enregistrement jusqu'à l'écoute, créant ainsi une sensation de relief sonore, c'est-à-dire de localisation des sons en largeur. Le relief sonore naturel provient du fait que les sons parviennent avec de légers déphasages à chacune de nos deux oreilles (écoute binaurale).

Séparation des deux canaux:

– Sillon à deux dimensions sur disque (système Westrex ou 45/45) ;

– Ruban à deux pistes sur magnétophone ;

– Récepteur de radio à modulation de fréquence (FM) comportant un système de décodage permettant de séparer les deux canaux stéréophoniques.

Les signaux captés, quel que soit le procédé, sont complètement séparés jusqu'à deux haut-parleurs situés à quelques mètres de distance *(fig. 48)*.

L'équilibrage des canaux peut être obtenu par l'un des procédés représentés à la figure 49.

La figure 50 montre une installation à six hauts-parleurs pour chaîne de haute fidélité stéréophonique.

Pseudo-stéréophonie. – Le procédé consiste plus simplement à créer un effet d'espace par deux hauts-parleurs espacés suffisamment, avec un seul canal.

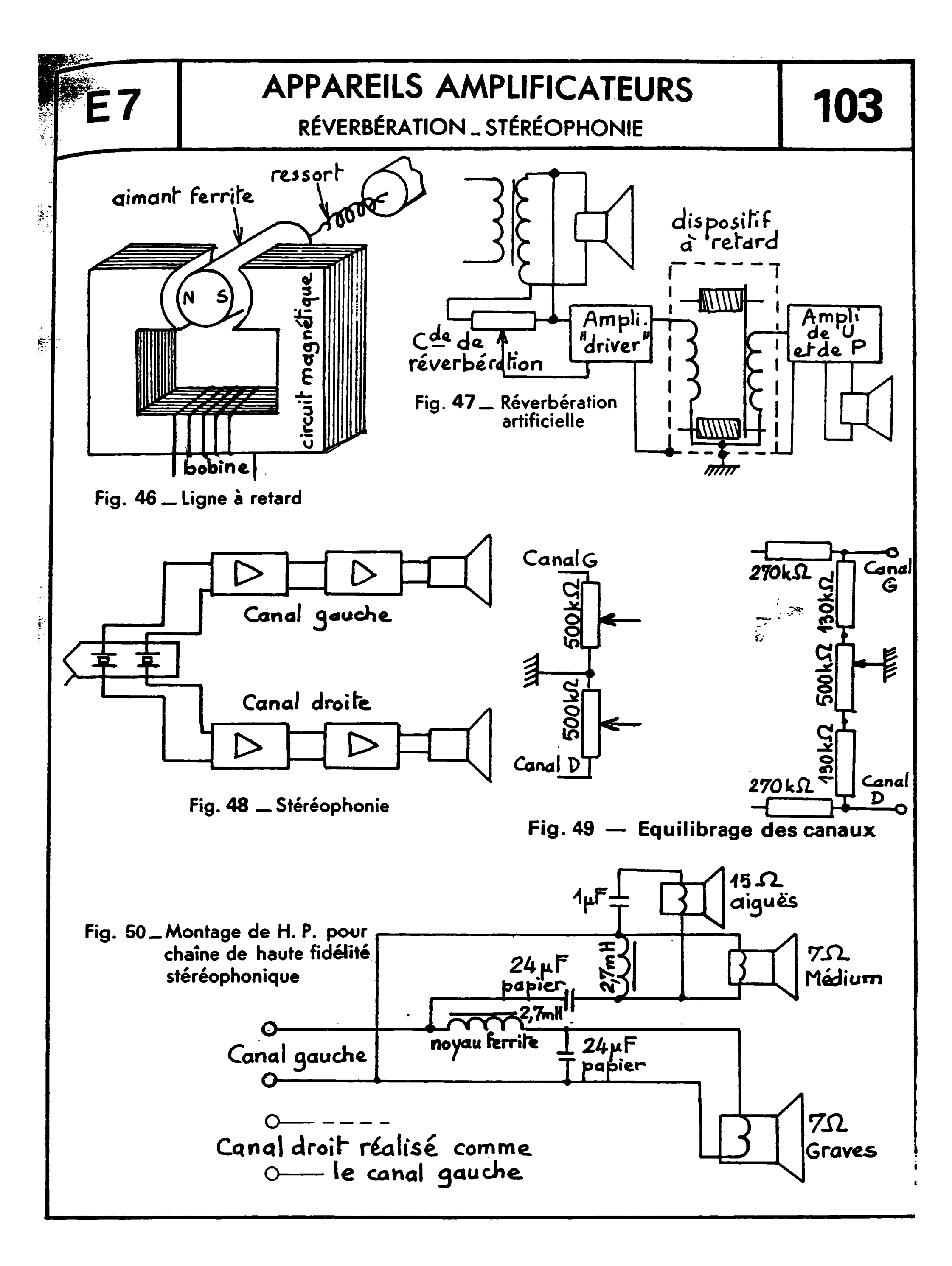


Fig. 46 _ Ligne à retard

Fig. 47 _ Réverbération artificielle

Fig. 48 _ Stéréophonie

Fig. 49 — Equilibrage des canaux

Fig. 50 _ Montage de H. P. pour chaîne de haute fidélité stéréophonique

5° HP combinés

Ils sont associés à des écrans, à des pavillons ou placés dans des colonnes acoustiques pour les systèmes de diffusion publique (public-address) : gares, foires, cinémas, aérodromes, églises, etc.

a) *HP près de l'amplificateur* : ligne de moins de 50 mètres

La liaison est en basse impédance. Les bobines mobiles sont branchées directement aux prises basse impédance du transformateur de sortie. Les hauts-parleurs peuvent être branchés en série (*fig. 51*), en parallèle (*fig. 52*), ou en série parallèle (*fig. 53*).

Si on veut régler le volume sonore d'un HP supplémentaire sans modifier celui du HP normal, on utilise un «fader» d'impédance constante quelle que soit la position du curseur (*fig. 54*).

Si on supprime un haut-parleur, pour ne pas déséquilibrer la ligne, on le remplace par une résistance de même valeur que son impédance et de même puissance nominale (*fig. 55*).

b) *HP éloignés de l'amplificateur* : ligne de plus de 50 mètres

– **Ligne 500 Ω** avec transformateur à chaque haut-parleur afin que les pertes en ligne soient plus faibles. Les hauts-parleurs sont branchés en parallèle (*fig. 56*). La ligne peut être blindée.

Si les hauts-parleurs ont même puissance :

impédance Z du primaire de $T_1, T_2 \ldots = Z$ ligne multipliée par le nombre de HP;
impédance Z du secondaire de $T_1, T_2 \ldots = Z$ bobine mobile de chaque HP.

Si les hauts-parleurs ont des puissances différentes P_1, $P_2 \ldots$, la puissance totale de l'amplificateur est $P = P_1 + P_2 + \ldots$

Si Z est l'impédance de la ligne, la tension aux bornes de la ligne est $U = \sqrt{PZ}$. On en déduit les impédances des primaires de $T_1, T_2 \ldots$

$$Z_1 = U^2/P_1 \qquad Z_2 = U^2/P_2, \quad \text{etc.}$$

– **Ligne 100 V.** Elle permet une adaptation plus facile et moins coûteuse. Les hauts-parleurs sont branchés en parallèle sur cette ligne.

La sortie 100 volts est une prise à haute impédance du transformateur de sortie qui, pour tous les amplificateurs quelle que soit leur puissance nominale, délivre 100 volts au maximum de puissance.

La ligne peut être longue et réalisée en câble de 12 à 16 dixièmes. L'adaptation est automatiquement réalisée si la somme des puissances nominales des hauts-parleurs est égale à la puissance nominale de l'amplificateur.

Exemple. – Soit un amplificateur de 50 W donnant 100 V sur une ligne de 200 Ω et 5 hauts-parleurs (20 W, 10 W, 10 W, 5 W, 5 W). Les transformateurs 100 V prévus sur les hauts-parleurs ont des impédances primaires respectives de 500 Ω (20 W), 1000 Ω (10 W), 2000 Ω (5 W). On a bien adaptation, car : 1/200 = 1/500 + 2/1000 + 2/2000.

c) *Exemple d'installation mobile pour diffusion publique* (*fig. 57*)

Entrées : «micro», lecteurs phonographiques, adaptateurs «radio».
Alimentation : soit secteur, soit convertisseur à partir des batteries.
Sorties : HP contrôle, HP sur camion, HP sonorisation.

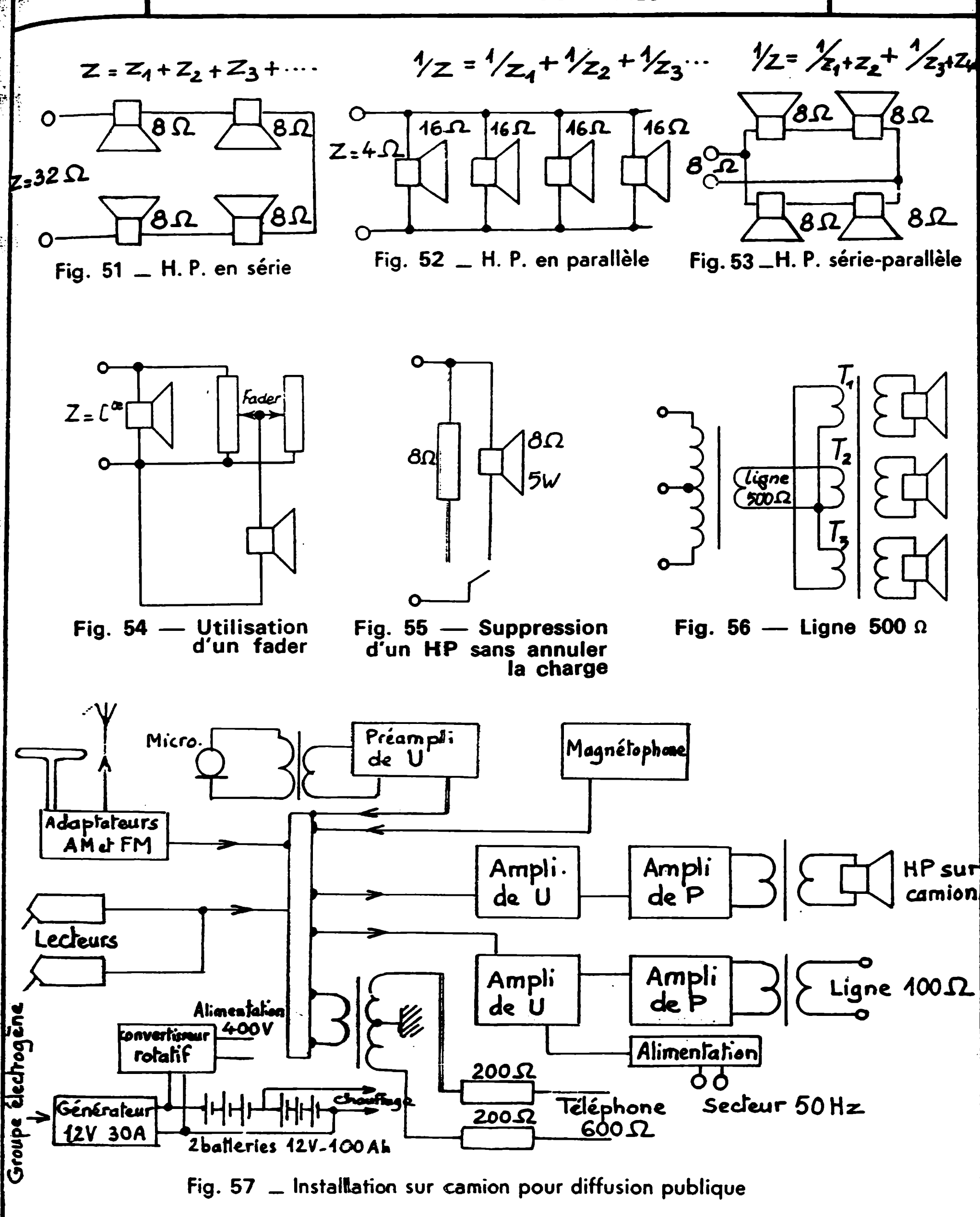


Fig. 51 — H. P. en série

Fig. 52 — H. P. en parallèle

Fig. 53 — H. P. série-parallèle

Fig. 54 — Utilisation d'un fader

Fig. 55 — Suppression d'un HP sans annuler la charge

Fig. 56 — Ligne 500 Ω

Fig. 57 — Installation sur camion pour diffusion publique

IX - MÉLANGEURS

Les tensions provenant de différentes entrées sont amplifiées selon leur niveau par des étages préamplificateurs de façon que les tensions à leurs sorties soient égales et puissent être mélangées.

Le mélange s'effectue généralement lorsque la tension modulée est voisine de un volt.

1° Mélangeur à résistances (*fig. 58*)

Lorsque le curseur d'un potentiomètre est à la masse, la tension d'entrée correspondante est nulle. Lorsque le curseur est à l'opposé, la tension de signal appliquée à l'entrée est maximale. Les résistances R ont pour but d'éviter la mise à la masse de l'un des signaux, lorsque le curseur est à zéro.

Simplicité, faible prix de revient, mais atténuation des signaux due aux résistances R. De plus, on a réaction d'une entrée sur l'autre.

2° Fader (*fig. 59*)

Ce n'est pas à proprement parler un mélangeur.

Le montage utilise un potentiomètre à deux curseurs. Le potentiomètre P_1 permet de régler la sensibilité d'une entrée par rapport à l'autre et le potentiomètre P_2 permet de passer progressivement de l'écoute «micro» à l'écoute «PU» et inversement.

3° Mélangeur à transistors (*fig. 60*).

Le mélange s'opère ici à la sortie des transistors. Des résistances d'isolement peuvent être ajoutées si nécessaire afin d'éviter que l'un des réglages de potentiomètre influence le niveau global de sortie. Les condensateurs C_E sont facultatifs si la parole est seule reproduite. Un réglage du niveau général de sortie peut être nécessaire si on utilise un mélangeur à 3 ou 4 entrées.

X - CONTRÔLE DE PUISSANCE (ou contrôle de volume sonore)

1° Contrôle sur circuits à haute impédance

Le potentiomètre doit contrôler la puissance globale, donc être placé après tous les préamplificateurs ou mélangeurs. Pour que les tensions contrôlées soient de l'ordre de un volt, on les place avant l'amplificateur de tension. On a intérêt à utiliser un potentiomètre logarithmique (loi de Fechner).

Fig. 61 - Contrôle sur amplificateur à transistors. La résistance R est nécessaire si on branche à l'entrée un capteur à haute impédance afin que le potentiomètre ne soit pas court-circuité par la faible résistance d'entrée du transistor.

Fig. 62 - Contrôle de puissance monté en commande par courant adopté quelquefois sur des montages à transistors.

2° Contrôle sur ligne à basse impédance (*fig. 63*)

Un montage à potentiomètre simple ne peut être utilisé, car l'impédance du circuit serait modifiée. Le système le plus économique consiste à utiliser un atténuateur en L, les deux potentiomètres bobinés linéaires étant manœuvrés par le même axe et placés à proximité du haut-parleur.

Préampli Micro — 0,1 μF — 470 kΩ — R 470 kΩ — vers entrée amplificateur — P.U. — 470 kΩ — R 470 kΩ

Fig. 58 — Mélangeur à résistances

Micro — P_1 — P_2 — P.U

Fig. 59 — Fader

Sortie — 4,7 μF — 270 Ω — 330 kΩ — 22 kΩ — 2N133A — 39 kΩ — C_E 10 à 50 μF — 1,5 kΩ — 4,7 μF — Entrée — 270 Ω — 4,7 μF — 330 kΩ — 22 kΩ — 2N133A — 39 kΩ — 10 à 50 μF — 1,5 kΩ — Entrée — 4,5 V

Fig. 60 — Mélangeur à transistors

C — base — R — v_e — v_e — base

Fig. 61 et 62 — Contrôle de puissance

R_1 — x — y — Z — $R_1 = Z$ — $R_2 = 3Z$ — x — y — Z

Si H.P. 20W
Z = 15 Ω
R_1 = 15 Ω 20 W
R_2 = 45 Ω 7 W

Fig. 63 — Contrôle sur ligne à basse impédance

Magnéto. — Adaptateur AM — P.U. céram. — T.V. — Gain — Ampli. U — correcteur physiologique — Tonalité — Ampli. U — P.U. magn. — Préampli compensat. — tête magn. — Préampli. compensat. — Ampli. P — sortie

APPLICATION
Fig. 64 — Schéma synoptique d'un amplificateur à haute fidélité

XI - CARACTÉRISTIQUE DE RÉPONSE

1° Généralités

Afin de pouvoir modifier la caractéristique de réponse il est nécessaire d'introduire dans les étages amplificateurs des impédances (réseaux *RC*) plus ou moins compliqués soit dans la liaison entre deux étages, la sortie du premier étage constituant le *générateur d'attaque*, soit dans la boucle de réaction la sortie de l'étage constituant le *générateur de réaction*. Le schéma réel peut être ramené au schéma équivalent (en alternatif) de la *figure 65* en appliquant les règles suivantes :

– S'arranger pour attaquer le réseau de correction en tension. Par un choix convenable des valeurs des composants ainsi que du montage d'attaque ou du procédé de réaction on peut rendre négligeable R_g par rapport à Z $\forall f$ et on a $v_S/E = v_S/v_e$.

– Etudier la fonction de transfert $v_S/v_e = Z_u/(Z_u + Z)$ en fonction de f et tracer le diagramme asymptotique (si $Z_u \ll Z$ on a $v_S/v_e \approx Z_u/Z$).

– Lorsqu'il s'agit d'une contre-réaction, le diagramme de l'amplification est inversé puisque $A_r \approx 1/B_r$.

– Si Z_u peut être considéré comme une simple résistance, l'étude se ramène pratiquement à celle de Z en fonction de f.

– Lorsque Z est réglable on a intérêt à utiliser des abaques donnant les variations pour diverses positions du curseur (voir E12).

2° Etude de l'impédance Z (ou de la fonction de transfert)

Les *figures 66 à 70* montrent quelques associations *RC* couramment utilisées dans les réseaux de correction.

a) *Synthèse*

L'étude de la fonction $Z = f(\omega)$ permet de déterminer les fréquences de coupure, par exemple pour la *figure 70* :

$$\underline{Z} = \frac{(R_1 + R_2)(1 + j\omega/\omega')}{(1 + j\omega/\omega_1)(1 + j\omega/\omega_2)} \qquad \omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1} \qquad \omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2} \qquad \omega' = \frac{1}{\dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}(C_1 + C_2)}.$$

Ayant fixé les fréquences, puis ayant choisi les résistances, on en déduit les condensateurs.

b) *Analyse*

Le schéma étant donné, on peut vérifier les fréquences de coupure en simplifiant le schéma. On néglige certains éléments aux fréquences des paliers. Par exemple pour le compensateur RIAA (*fig. 71 à 73*).

$$\text{Si } f_1 \leqslant 10\text{ Hz} \begin{cases} X_{C_2} \gg R_2 \Rightarrow C_2 \text{ négligeable} \\ R_2 \ll Z_{C_1R_1} \Rightarrow R_2 \text{ négligeable} \end{cases} \text{ il reste } R_1\, C_1 \text{ et } f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

Remarques

Compte tenu des tolérances habituelles sur les composants on peut négliger :

$R_1 \leqslant R_2/10$ si elles sont en série.
$R_1 \geqslant 10\, R_2$ si elles sont en parallèle.
$R \leqslant X_C/5$ ou $X_C \leqslant R/5$ si elles sont en série.
$R \geqslant 5\, X_C$ ou $X_C \geqslant 5\, R$ si elles sont en parallèle.

Il est facile de le vérifier en construisant le triangle d'impédances (*fig. 66 et 67*).

On peut aussi étudier les réseaux utilisés comme des applications de la théorie des filtres (voir D9 et D12).

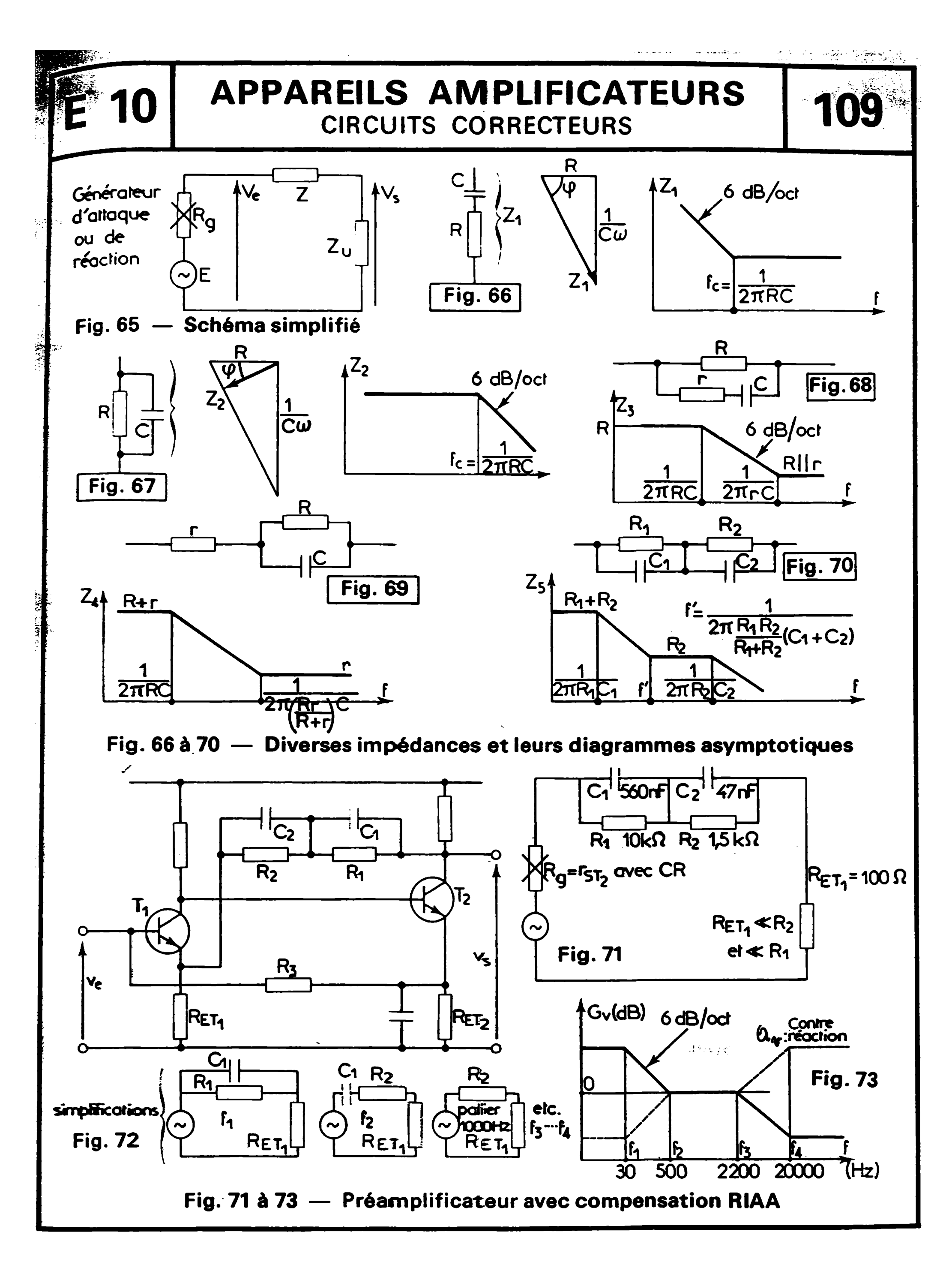


Fig. 65 — Schéma simplifié

Fig. 66 à 70 — Diverses impédances et leurs diagrammes asymptotiques

Fig. 71 à 73 — Préamplificateur avec compensation RIAA



3° Applications

a) *Circuits compensateurs*

Ils ont pour but de compenser la caractéristique d'enregistrement sur bandes magnétiques (voir E5) ou sur disques (voir E1). Pour ces derniers la caractéristique normalisée est commentée en E2. Le schéma d'un compensateur à transistors est représenté à la *figure 71*.

La vérification des fréquences de coupures peut s'effectuer simplement par l'étude des schémas simplifiés déduit du schéma équivalent, à 30-500-2 200-20 000 Hz. Il suffit de négliger les éléments convenables à chacune de ces fréquences. On obtient :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}, \quad f_3 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}, \quad f_4 = \frac{1}{2\pi R_{ET_1} C_2}.$$

L'atténuation (ou le gain) s'obtient en étudiant les schémas simplifiés relatifs à chaque palier. *Exemple* :

– Palier 10 Hz $A_v(10) \approx \frac{R_1 + R_2}{R_{ET_1}}$.

– Palier 1 000 Hz $A_v(1\,000) \approx \frac{R_2}{R_{ET_1}}$.

Variation d'amplification entre 10 et 1 000 Hz :

$$G_v = 20 \lg \frac{A_v(10)}{A_v(1\,000)} = 20 \lg \frac{R_1 + R_2}{R_2} \approx 18 \text{ dB}.$$

Un schéma à circuit intégré de compensation RIAA est donné en E2 (et C4).

b) *Circuit égaliseur* (*fig. 74*)

Il comporte un circuit résonant *RLC* qui suivant la position du curseur du potentiomètre *P* se trouve aux limites en parallèle sur R_c (amplification max.) ou en parallèle sur R_E (contre-réaction max.). L'appareil complet comporte ainsi 27 circuits à transistors ou circuits intégrés mis en parallèle, décalés d'1/3 d'octave et couvrant toute la gamme *AF*, calculés pour une amplification unité (curseur au milieu). Cet appareil peut être introduit dans une chaîne d'amplification sans la modifier, lorsque tous les potentiomètres sont au milieu.

La position des curseurs reflète l'allure de la courbe de réponse de l'égaliseur.

Parmi les nombreuses applications nous pouvons citer :

- l'élimination de parasites pendant les mesures.
- la rectification des amplificateurs de lignes PTT,
- les mesures *AF* (microphones, enceintes, salles d'écoute),
- le repiquage de disques 78 tours sur bande magnétique,
- l'atténuation de l'effet Larsen,
- la sélection de bruits médicaux,
- l'ambiophonie, etc.

c) *Correcteurs fixes*

On utilise des associations *RC* en liaison ou dans une boucle de contre-réaction :

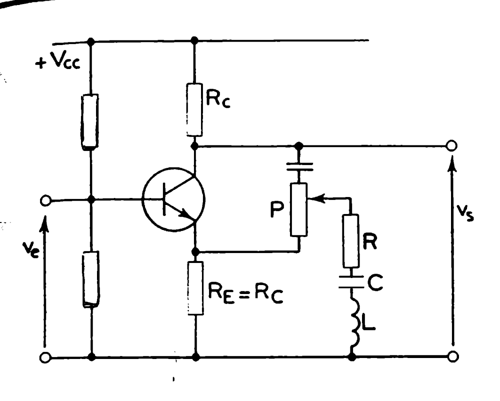
- correcteurs de caractéristique de réponse d'un lecteur de disques, d'un micro (voir E2, E3),
- action sélective sur une partie de la caractéristique de réponse,
  - creusement du médium par filtre en T (*fig. 76*),
  - augmentation des aiguës (*fig. 77*),
  - augmentation des graves (*fig. 78*).

On peut s'inspirer pour l'étude de ces schémas, de l'étude du filtre en D9

– commutateur musique-parole par introduction d'un filtre passe-bande,

– réjecteur (ou trappe). Il permet d'éliminer une fréquence indésirable au moyen d'un filtre à bande très étroite (*fig. 75*) dont l'impédance est pratiquement nulle à la fréquence à éliminer.





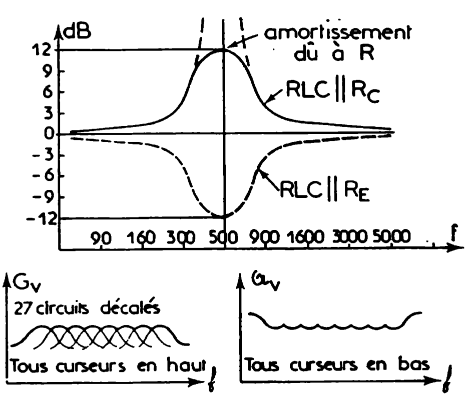


Fig. 74 — Egaliseur et sa caractéristique de réponse

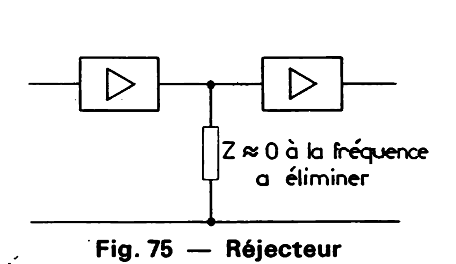


Fig. 75 — Réjecteur

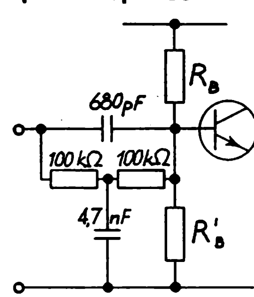


Fig. 76 — Circuit creusant le médium

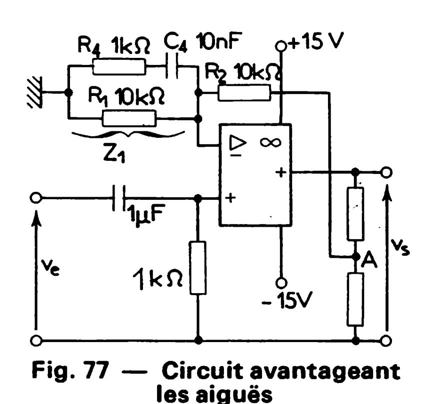


Fig. 77 — Circuit avantageant les aiguës

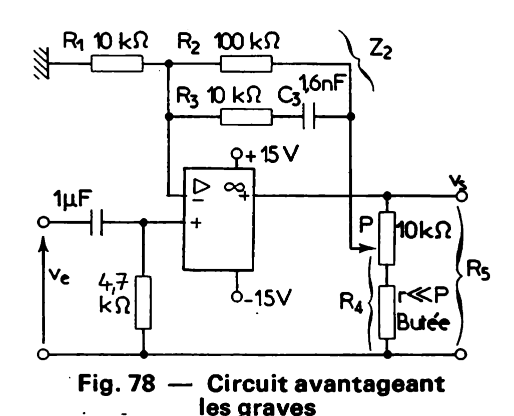


Fig. 78 — Circuit avantageant les graves

d) *Correcteur physiologique.*

La sensibilité de l'oreille est déficiente aux extrémités de la gamme des fréquences auditives pour les sons de faible puissance. Un correcteur physiologique a pour but d'augmenter l'intensité des sons graves (ou aigus) aux faibles niveaux seulement. Ce montage est rarement utilisé car il nécessite des potentiomètres doubles ou un potentiomètre spécial à prise intermédiaire.

e) *Utilisation de plusieurs canaux*

Dans les amplificateurs de haute fidélité, on utilise 3 filtres (passe-bas, passe-bande et passe-haut) suivis de 3 canaux aboutissant à 3 HP spécialisés (graves ou boomer, médium, aigus ou tweeter). Un exemple est donné en E13 à la figure 97. La caractéristique de réponse composée pour les 3 HP est meilleure que celle obtenue avec un seul HP. Un autre exemple à circuits intégrés est représenté en D12.

f) *Contrôle de tonalité.*

En supposant que la caractéristique de réponse soit parfaitement droite, on peut avoir néanmoins besoin de la modifier pour les raisons suivantes :

– Avantager les aiguës pour la parole et les graves pour la musique.
– Corriger les défauts physiologiques auditifs de l'auditeur.
– Améliorer ses impressions psychologiques.

Les circuits utilisent des associations de condensateurs, résistances et potentiomètres plus ou moins complexes disposés en série ou en parallèle dans les liaisons entre étages ou sur le circuit de réaction négative. Le contrôle de tonalité est placé après le préamplificateur-correcteur.

Les schémas ci-contre représentent des circuits placés à la sortie d'un étage et constituant une charge variable avec la fréquence.

Fig. 79, 80 - Atténuation des aiguës, le niveau «graves» étant constant.
Fig. 81, 82 - Augmentation des graves, le niveau «aiguës» étant constant.
Fig. 83, 84 - Contrôle des graves en plus ou en moins par rapport aux aiguës.
Fig. 85, 86 - Contrôle des aiguës en plus ou en moins par rapport aux graves.

Nota. Les abaques sont tracés pour certains rapports des éléments utilisés. Si ces rapports sont modifiés, il faut tracer de nouveaux abaques.

Pour calculer C (exemple sur abaque *fig. 80*), on choisit une atténuation maximale par exemple – 18 dB à 8000 Hz. Le réseau donne, pour 100 % (curseur en haut), un produit $\omega RC = 10$. La résistance R étant préalablement et convenablement choisie, par exemple 500 Ω, on en déduit $C = 0{,}4\ \mu F$ (on prendra $C = 390\ nF$).

Pour chaque circuit on peut calculer les variations maximales d'amplitude. Par exemple, pour le circuit de la figure 83, le potentiomètre mR est court-circuité aux f élevées et le diviseur donne $v_s / v_e = \dfrac{R}{(R + nR)} \approx 1/n$.

Aux fréquences basses, curseur en bas, $X_C \gg mR$ et l'on a :

$$v_s / v_e = \frac{R}{(R + nR + mR)} \approx \frac{1}{m + n}.$$

L'atténuation entre aigus et graves est au maximum de $a = 20 \lg \dfrac{m + n}{n} \approx 20$ dB.

Les variations de gain produites par le déplacement du curseur n'étant pas linéaires, on a intérêt à utiliser des potentiomètres logarithmiques.

Fig. 77, 78 - Les schémas représentés page précédente montrent des réseaux RC introduits dans la boucle de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel. En introduisant un potentiomètre en A on obtient un contrôle de tonalité "aiguës" *(fig. 77)* ou graves *(fig. 78)*. Dans les deux cas on obtient :

$$A_V = \frac{A_O}{1 + A_O B_V} \approx \frac{1}{B_V} = \frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}.$$

Fig. 87, 88 - Contrôle de tonalité Baxandall (voir les explications page suivante).

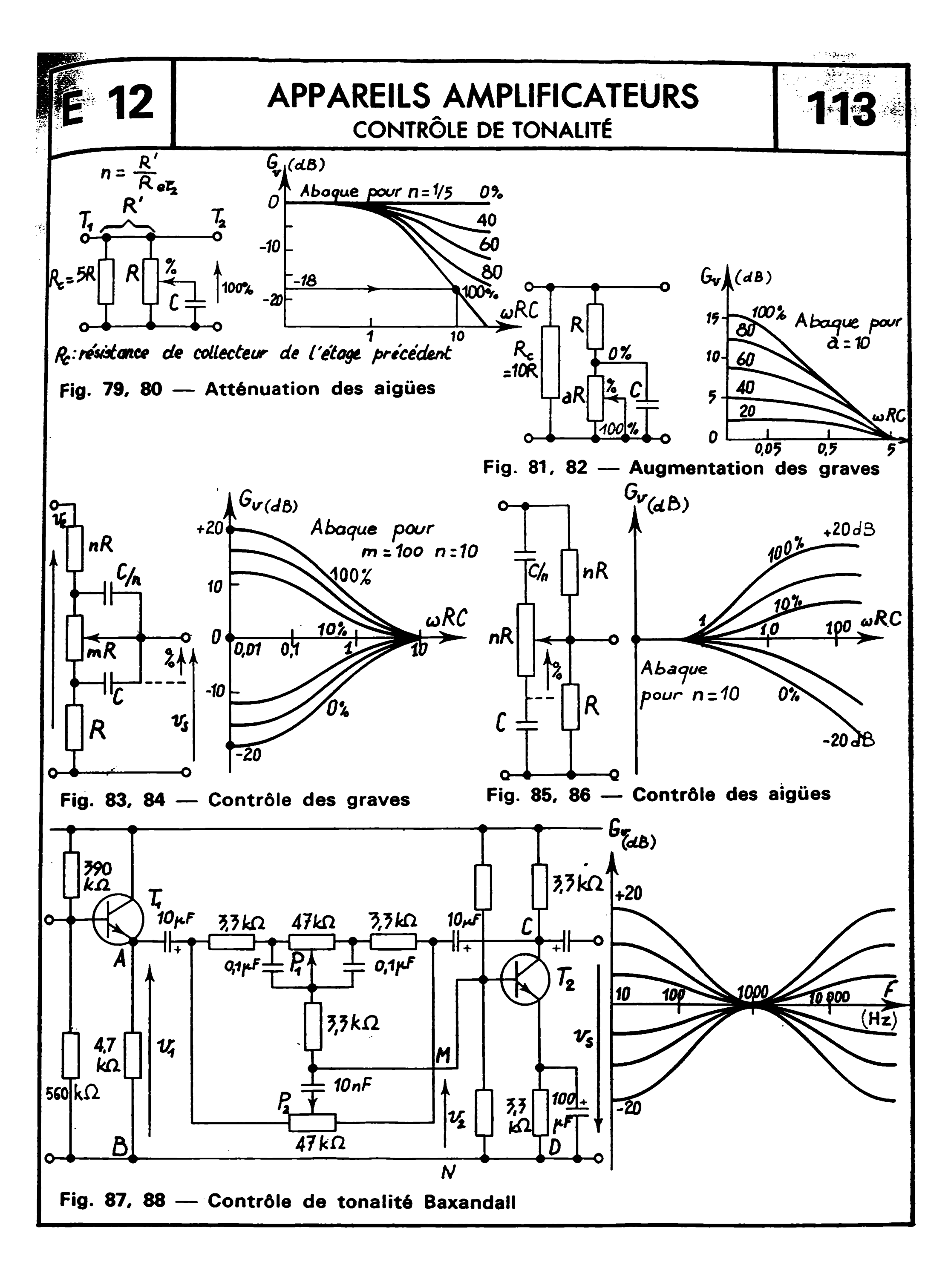


Fig. 79, 80 — Atténuation des aigües

Fig. 81, 82 — Augmentation des graves

Fig. 83, 84 — Contrôle des graves

Fig. 85, 86 — Contrôle des aigües

Fig. 87, 88 — Contrôle de tonalité Baxandall

CONTROLE DE TONALITÉ BAXANDALL

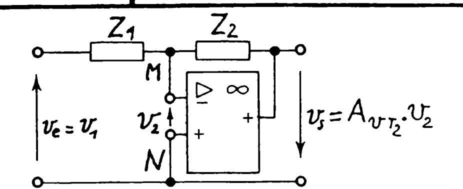


Fig. 89 — Ampli. opérationnel

$X = 1/C\omega$	20 Hz	500 Hz	20 kHz
10 nF	800 kΩ	30 kΩ	800 Ω
0,1 µF	80 kΩ	3 kΩ	80 Ω
10 µF	800 Ω	30 Ω	0,8 Ω

*Le réseau **Baxandall** est précédé d'un transistor monté CC (attaque du réseau en tension car Z_{ST_1} faible) et suivi d'un transistor T_2 avec CR parallèle en tension (attaque du réseau en tension car Z_{ST_2} faible).*
L'ensemble peut être assimilé à un ampli. opérationnel (Fig. 89) si Z_{MN} ainsi que A_{vT_2} sont suffisamment grands. Dans ce cas on peut écrire :

$$\left|\frac{v_s}{v_e}\right| \approx \frac{Z_2}{Z_1}$$

Les fig. 90 à 96 représentent pour les trois régimes les schémas simplifiés après avoir négligé certains éléments (impédances relativement faibles en série, ou fortes en parallèle). On peut ainsi calculer facilement les valeurs maximales de gain aux différents régimes. Par exemple à 20 Hz curseur à gauche.

$$\underline{Z}_2 = \frac{R}{1 + jRC\omega} \quad |Z_2| \approx 40\,k\Omega \quad Z_1 = 3{,}4\,k\Omega$$

$$\left|\frac{v_s}{v_e}\right| \approx \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{40}{3{,}4} = 11{,}8$$

$$G_v = 20 \lg \frac{v_s}{v_e} \quad 20 \lg 11{,}8 = 21\,dB$$

On peut imaginer facilement le remplacement des transistors par des circuits intégrés.

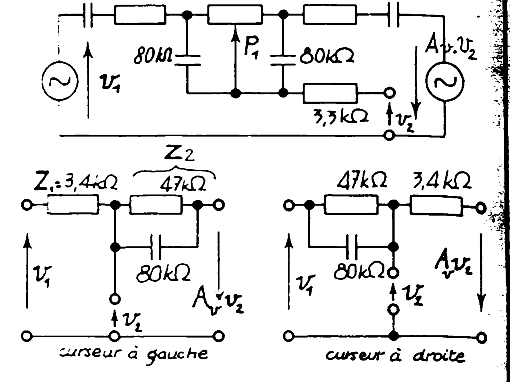


Fig. 90 à 92 — Régimes graves 20 Hz

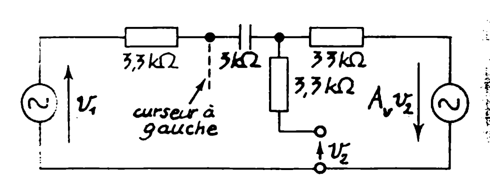
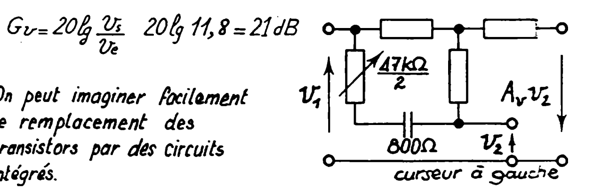


Fig. 93 — médium



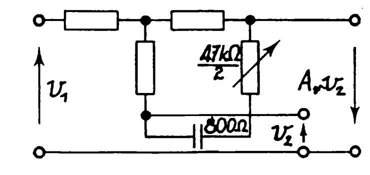


Fig. 94 à 96 — Régime aigus 20 kHz

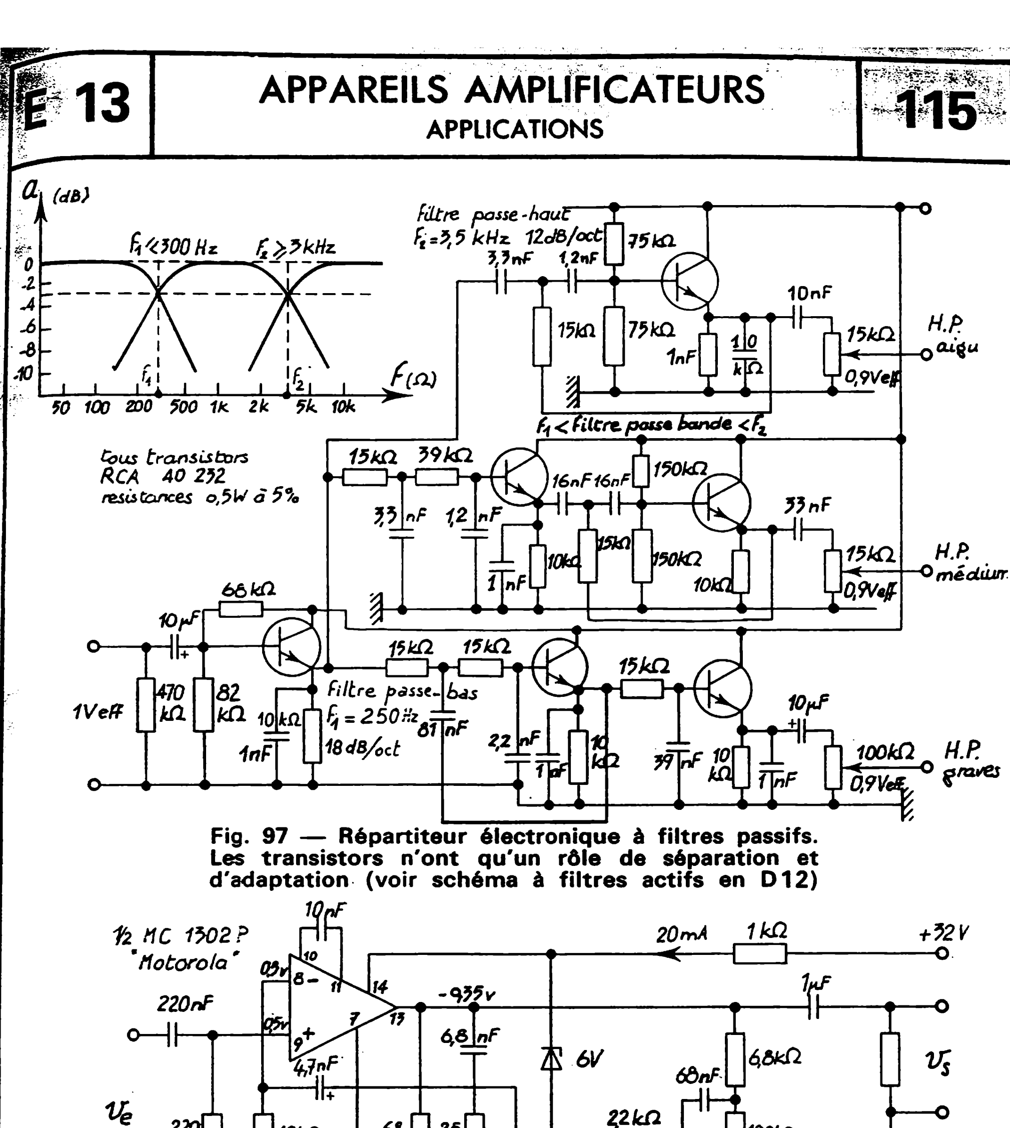


Fig. 97 — Répartiteur électronique à filtres passifs. Les transistors n'ont qu'un rôle de séparation et d'adaptation (voir schéma à filtres actifs en D12)

Fig. 98 — Contrôle de tonalité avec circuit intégré

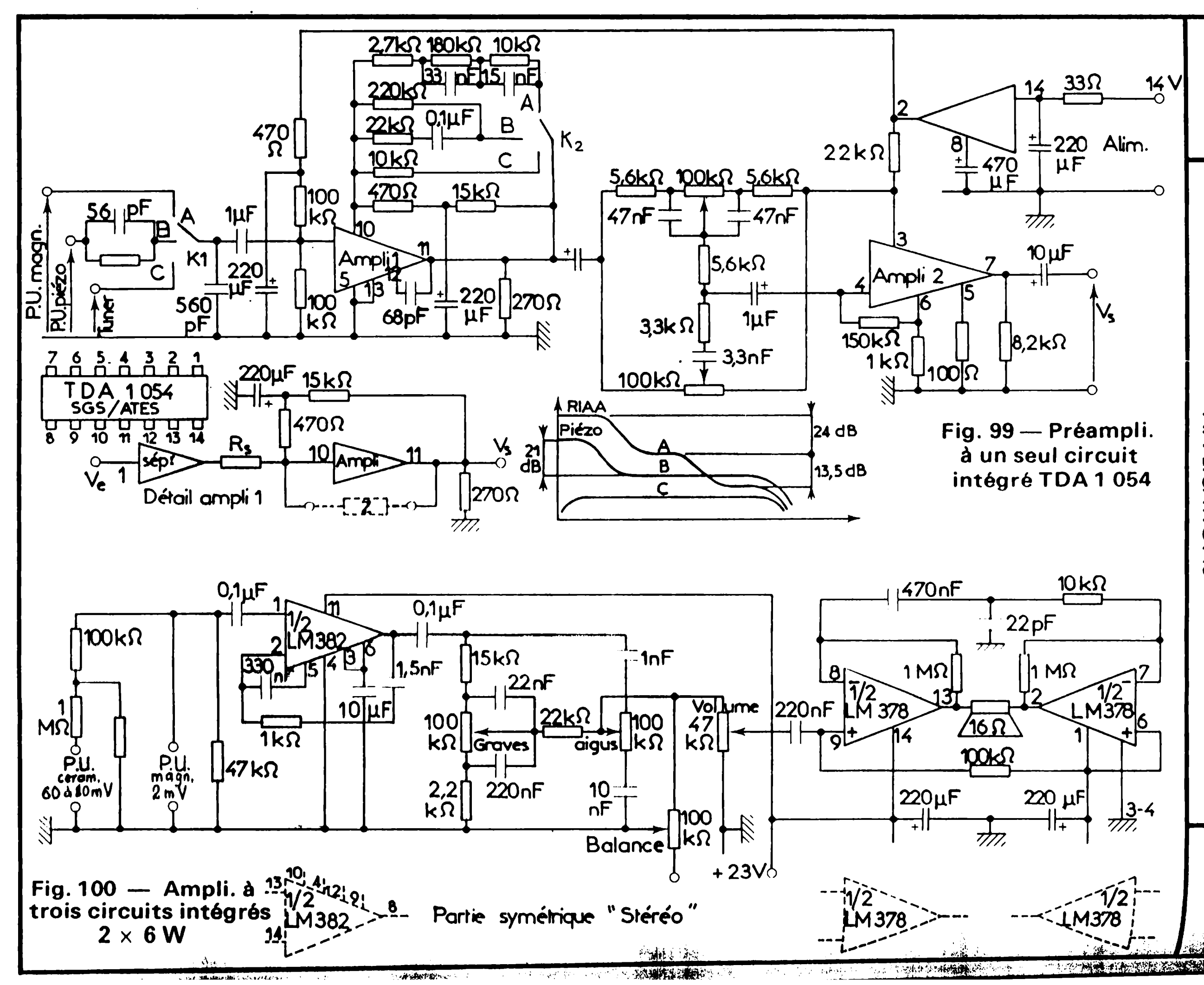


Fig. 99 — Préampli. à un seul circuit intégré TDA 1 054

Fig. 100 — Ampli. à trois circuits intégrés 2 × 6 W

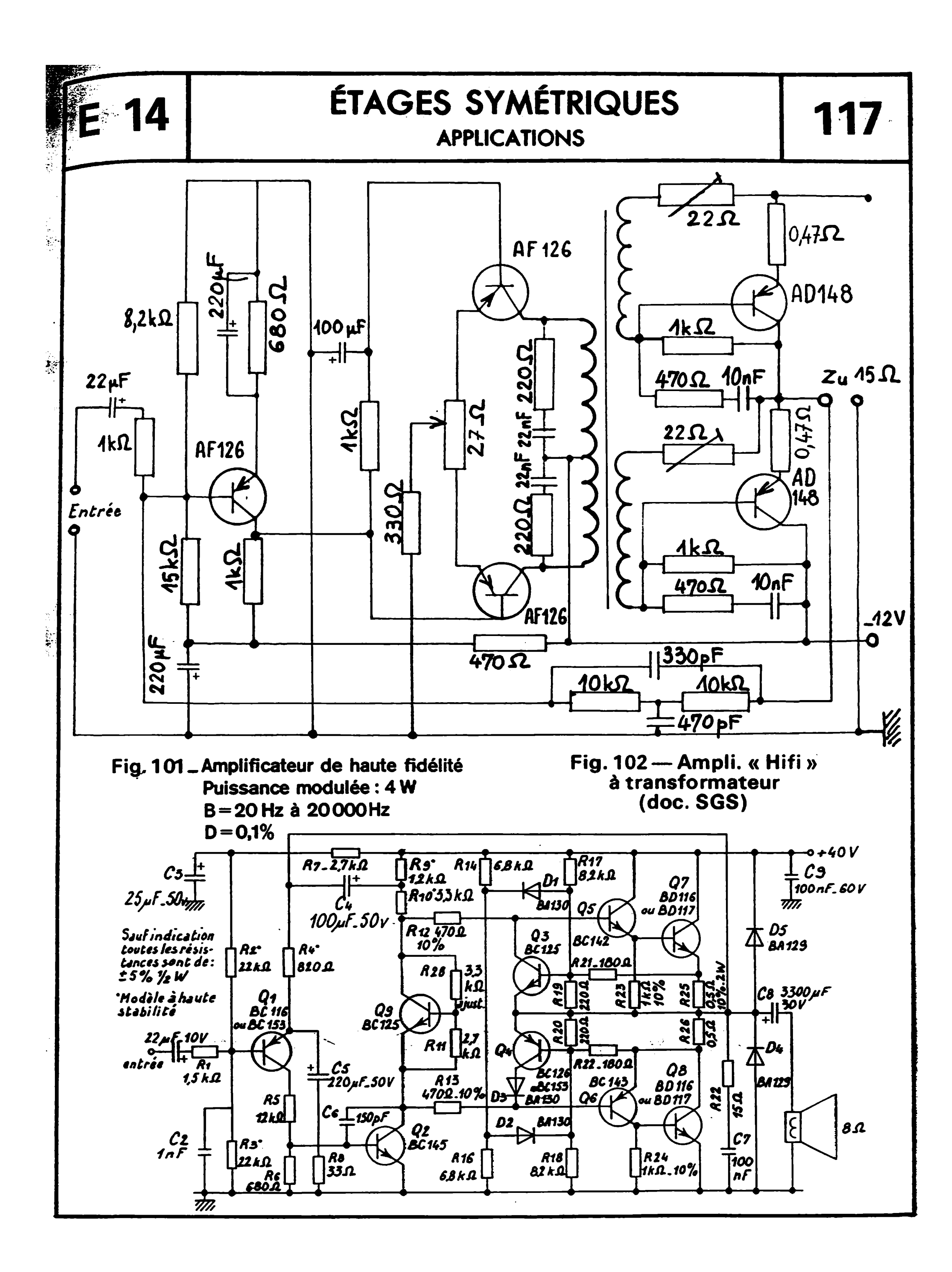


Fig. 101 _ Amplificateur de haute fidélité
Puissance modulée : 4 W
B = 20 Hz à 20 000 Hz
D = 0,1%

Fig. 102 — Ampli. « Hifi » à transformateur (doc. SGS)

SIGNAUX RECTANGULAIRES
DIFFÉRENTIATION-INTÉGRATION

I - GÉNÉRALITÉS

– **Oscillateurs de relaxation.** Ce sont des générateurs d'oscillations périodiques non sinusoïdales produites par la succession de deux phénomènes apériodiques (généralement la charge et la décharge d'un condensateur) qui alternent régulièrement et indéfiniment.

La production de signaux non sinusoïdaux fait partie de la technique dite des impulsions. Les figures 1 à 4 montrent quelques formes usuelles.

– **Générateurs de signaux rectangulaires** (1)

Ils comprennent :

- les multivibrateurs ou bascules astables ;
- les bascules monostables et les bascules bistables.

– **Constante de temps d'un circuit *RC***

La constante de temps $\tau = RC$ correspond au temps nécessaire pour décharger le condensateur C dans la résistance R de 63% sa valeur initiale. (*fig.* 5), ou pour charger le condensateur C à travers la résistance R à 63% de sa valeur finale (*fig.* 6) (τ en secondes si C en μF et R en MΩ).

La valeur de la constante de temps peut être obtenue graphiquement en menant la tangente à l'exponentielle à partir de la valeur initiale de la charge. (Forte constante de temps : $\tau > 10\ T$; faible constante de temps $\tau < 0{,}1\ T$). T est la période correspondant à la fréquence de récurrence ou de répétition $f = 1/T$.

II - CIRCUITS DIFFÉRENTIATEUR (ou dérivateur)

Un signal périodique appliqué a un quadripôle subit une différentiation si le signal de sortie v_s est proportionnel à la vitesse de variation dv_e/dt du signal d'entrée.

On utilise des circuits *RC* (ou *RL*) tels que l'impédance $Z_2 \ll Z_1$ à toute composante d'amplitude appréciable, par exemple celle de l'harmonique 20 (*fig.* 7).

Fig. 8 - Schéma d'un circuit *RC* différentiateur.

Fig. 9 - Signal différentié obtenu à partir d'un signal carré avec τ assez grande.

Remarques : La liaison *CR* entre deux étages constitue un circuit différentiateur. Un signal rectangulaire ne sera pas affecté par la liaison si la constante de temps est grande. On chiffre la distorsion obtenue par la grandeur : $\delta = \frac{x}{a}$ soit, si $RC > 10\ \tau$, un taux de distorsion $\delta \approx \frac{\tau}{RC}$.

Une cellule *RC* peut jouer un rôle intégrateur et compenser l'effet différentiateur d'une liaison *CR*.

Fig. 10 - Signal différentié obtenu à partir d'un signal rectangulaire avec τ petite. Pour que les tops soient suffisamment pointus, le condensateur C doit pouvoir se décharger complètement. A cet effet, on choisit $\tau < \tau_1/5$ ($\tau < T/10$ pour un signal carré).

Fig. 11 - Signal différentié obtenu à partir d'un signal en dents de scie. La dérivée étant constante, on obtient un signal rectangulaire. Dans le cas d'un signal d'entrée sinusoïdal, on obtient un signal différentié sinusoïdal mais déphasé en avant (utilisation du circuit *RC* comme circuit déphaseur).

III - CIRCUIT INTÉGRATEUR

Un signal périodique appliqué à un quadripôle subit une intégration si la vitesse de variation dv_s/dt du signal de sortie v_s est proportionnelle à la valeur instantanée v_e du signal d'entrée.

Fig. 12 - Schéma d'un circuit *RC* intégrateur.

Fig. 13 à *15* - Exemples d'intégrations.

Remarque : En D8 et D9 nous avons vu l'intérêt de l'intégrateur et du différentiateur à ampli opérationnel (forte Z_e, faible Z_s).

(1) Un signal rectangulaire s'obtient en faisant la somme d'un signal sinusoïdal de fréquence fondamentale et de l'infinité de ses harmoniques.

SIGNAUX RECTANGULAIRES
DIFFÉRENTIATION-INTÉGRATION

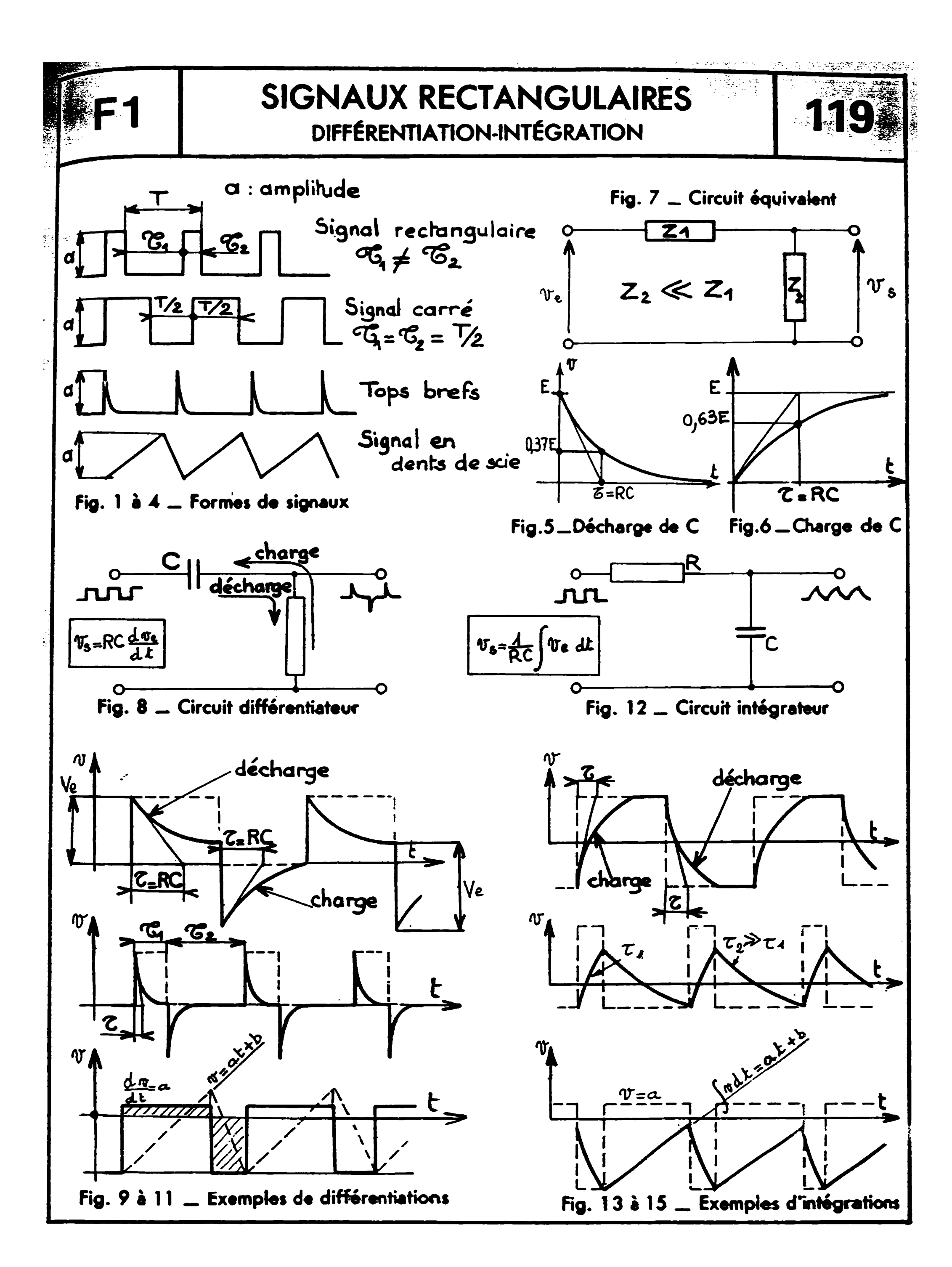


Fig. 1 à 4 — Formes de signaux

Fig. 5 — Décharge de C

Fig. 6 — Charge de C

Fig. 8 — Circuit différentiateur

Fig. 12 — Circuit intégrateur

Fig. 9 à 11 — Exemples de différentiations

Fig. 13 à 15 — Exemples d'intégrations

IV - ÉCRÊTAGE

1° Définition

L'écrêtage consiste à supprimer une partie de l'amplitude d'un signal. Le redressement supprimant les alternances négatives peut être considéré comme un cas particulier de l'écrêtage.

2° Différents montages

a) *Ecrêtage par diode en parallèle*

Suivant le sens de branchement de la diode, on supprime soit l'alternance positive *(fig. 16 et 17)*, soit l'alternance négative *(fig. 18 et 19)*. L'amplitude résiduelle de l'alternance est d'autant plus faible que la résistance de la diode est petite par rapport à la résistance R (diviseur de tension) et que la tension de seuil V_{do} est faible. La résistance R ne peut pas être trop grande à cause de l'atténuation du signal.

La caractéristique de la diode n'est pas parfaitement linéaire, d'où déformation du signal écrêté. On doit tenir compte du fait que, pour les hautes fréquences, la capacité de la diode constitue avec la résistance R un circuit intégrateur.

b) *Ecrêtage au-dessus ou au-dessous de la masse*

Suivant le sens de la tension E appliquée (*fig. 20* et *22*), on obtient un signal écrêté au-dessus de la masse (*fig. 21*) ou au-dessous (*fig. 23*). Suivant le sens de branchement de la diode, on écrête soit l'alternance positive, soit l'alternance négative. Les sources de tension continue doivent être découplées par un condensateur.

c) *Ecrêtage par diode série* (*fig. 26*)

La partie positive seule du signal passe, la partie négative provoquant le blocage de la diode. Ce montage est souvent préférable à celui de la figure 18, car l'amplitude du signal n'est pratiquement pas diminuée et la raideur des flancs peut être plus poussée. On l'utilise aussi à la suite de l'écrêteur figure 18 pour supprimer la tension négative résiduelle.

d) *Ecrêtage à deux niveaux* (*fig. 24* et *25*)

La première diode écrête l'alternance positive au-dessus de la masse, et la deuxième écrête l'alternance négative au-dessous de la masse. La figure 27 indique un autre montage possible.

e) *Ecrêtage par transistor* (*fig. 28*)

Un écrêtage à un seul niveau peut être réalisé au moyen d'un transistor en utilisant soit le blocage, soit la saturation, ou bien un écrêtage à deux niveaux en utilisant simultanément blocage et saturation. L'amplitude du signal de sortie sera, dans ce dernier cas, égale à V_{CC}. Pour obtenir des flancs raides, il faut choisir un transistor à fréquence de coupure élevée et à faible temps de saturation.

Si on désire fixer l'un des deux états en l'absence de signal, il suffit de réunir la base par une résistance, soit à la masse (blocage), soit à V_{CC} (saturation).

Pour passer de la saturation au blocage il faut évacuer rapidement les charges stockées dans la base (courant I_{B2}). Le condensateur C_B accélère la désaturation.

f) *Limiteur*

Le limiteur d'amplitude est un cas particulier de l'écrêtage. On peut utiliser à cet effet la caractéristique de transfert de l'ampli différentiel dans la zone de saturation (voir D1) Une solution simple et efficace est obtenue avec l'amplificateur opérationnel *(fig. 29)*.

3° Applications

Modifications de l'amplitude d'un signal. Transformation de la largeur d'un signal par amplification et écrêtage successifs. Transformation d'une onde sinusoïdale en onde rectangulaire. Limitation d'amplitude. Amélioration de la forme de tops brefs.

En télévision : séparation des signaux de synchronisation du signal vidéo, et ensuite séparation des tops de synchronisation trame et lignes.

SIGNAUX RECTANGULAIRES
ÉCRÊTAGE

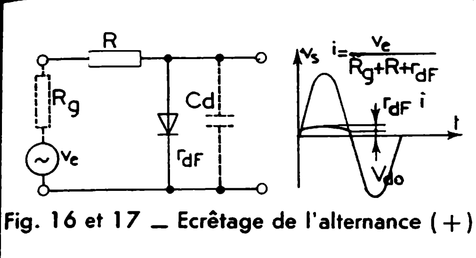


Fig. 16 et 17 — Ecrêtage de l'alternance (+)

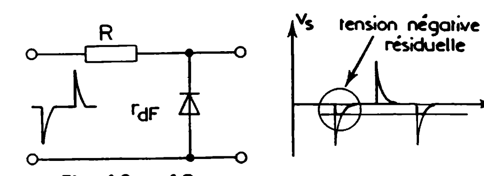


Fig. 18 et 19 — Ecrêtage de l'alternance (—)

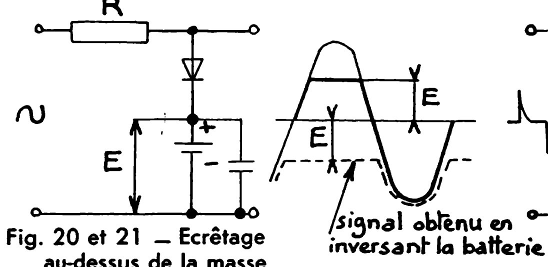


Fig. 20 et 21 — Ecrêtage au-dessus de la masse

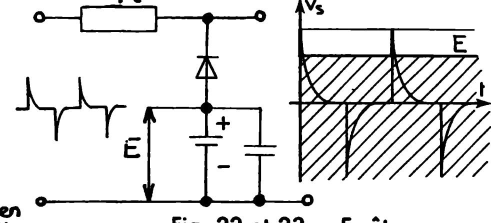


Fig. 22 et 23 — Ecrêtage au-dessous de la masse

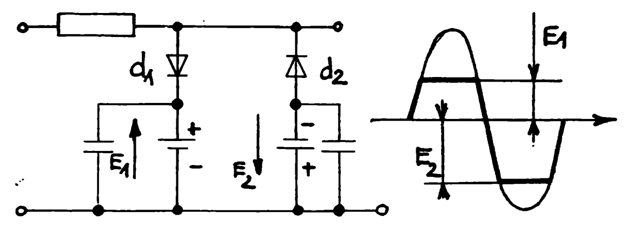


Fig. 24 et 25 — Ecrêtage à 2 niveaux

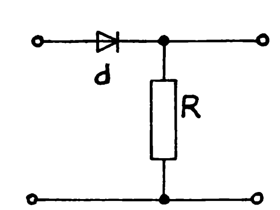


Fig. 26 — Ecrêtage par diode série

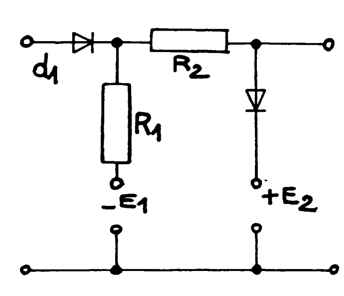


Fig. 27 — Ecrêtage à 2 niveaux

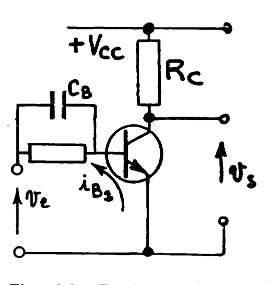
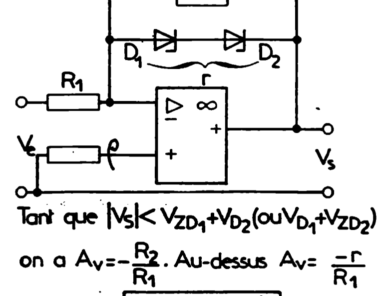


Fig. 28 — Ecrêtage à transistor



Tant que $|V_S| < V_{ZD_1} + V_{D_2}$ (ou $V_{D_1} + V_{ZD_2}$)

on a $A_V = -\frac{R_2}{R_1}$. Au-dessus $A_V = \frac{-r}{R_1}$

$r = r_{dz} + r_{dF}$ $\boxed{-V_Z < V_S < +V_Z}$

Fig. 29 — Limiteur

V - MONTAGES A TRANSISTORS

1° Principes (*fig. 30*)

a) *Blocage* : les deux jonctions sont polarisées en inverse.

On bloque un transistor NPN en rendant la base négative par rapport à l'émetteur.

La diode d'entrée est polarisée dans le sens non conducteur : $I_B \approx 0$. Le courant I_{Cbl} n'est jamais nul, sa valeur dépend beaucoup de la température car $I_{CBO} \times 2$ pour $\Delta t = 10°C$

$R_{CE\,bl} \approx 10\ M\Omega$. $I_{Cbl} = I_{CEO} = h_{21e} \cdot I_{CBO}$

b) *Saturation* : les deux jonctions sont polarisées en direct.

On sature un transistor NPN en rendant la base suffisamment positive.

Pour un courant I_B suffisamment grand, au courant $I_{C\,sat}$ correspond une tension V_{CE} très faible (tension de déchet $V_{CE\,sat} < 0{,}1$ V).

$I_{B\min} = \dfrac{V_{CC}}{h_{21E} R_C}$. Pratiquement, on sature avec $I_B = 2$ à $10\ I_{B\min}$ et $I_{C\,sat} \approx \dfrac{V_{CC}}{R_C}$.

$R_{CEsat} \approx 1\ \Omega$. Dans les deux cas (blocage et saturation) P_{dis} est très faible.

c) *Délais de transition*

Le passage de l'état bloqué à l'état saturé et vice versa n'est pas instantané pour un transistor. Il faut tenir compte d'un délai de transition (*fig. 31* à *33*).

t_d : retard à la croissance : $t_d \searrow$ si l'épaisseur de base $\searrow$.

t_r : temps de croissance : $t_r \searrow$ si la mobilité des porteurs $\nearrow$ (transistor NPN) et si le degré de saturation $\nearrow$ (voir k à la figure 33).

t_s : retard à la décroissance ou temps de stockage : $t_s \searrow$ si on $\searrow$ la saturation.

On le réduit aussi en utilisant une tension inverse élevée et un condensateur en parallèle sur R_B qui facilite l'écoulement des charges stockées dans la base.

t_f : temps de décroissance : $t_f \approx t_r$. Le temps $t_r \searrow$ si la mobilité des porteurs $\nearrow$ (transistor NPN) et si la valeur du courant inverse $I_{B_2} \nearrow$.

d) *Découplage d'une résistance d'émetteur en impulsions*

$C_E\ (\mu F) \approx 10^7\ t_p \dfrac{h_{21}}{h_{11}}$ t_p : durée des paliers d'impulsion en secondes.

VI - BASCULE ASTABLE OU MULTIVIBRATEUR (Abraham et Bloch)

1° Principes

Une bascule astable est un oscillateur de relaxation produisant des signaux rectangulaires, qui oscille librement et spontanément autour d'un équilibre instable.

Pour expliquer les propriétés des bascules à transistors, on doit se rappeler les propriétés suivantes (transistor monté *EC*) :

- Si $|I_B| \nearrow$ $|V_{BE}| \nearrow$ $|I_C| \nearrow$ $|V_{CE}| \searrow$
- Si V_{BE} négatif (transistor NPN) il est bloqué : $I_C \approx 0$; $V_{CE} = V_{CC}$.
- Si V_{BE} positif suffisant (transistor NPN) il est saturé : $V_{CE} \approx 0$ V.
- Un condensateur a besoin d'un certain temps pour se charger ou se décharger ($\tau = RC$).
- La polarité aux bornes de R est déterminée par le sens du courant qui la traverse.

2° Fonctionnement (*fig. 34* à *38*)

- t_0 à t_1 : *Etat 1*. Soit le transistor T_2 saturé : $V_{CT2} \approx 0$ V,

  et le transistor T_1 bloqué : $V_{CT1} = V_{cc}$; $V_{BT1} \ll 0$V.

La tension V_{BT1} augmente par charge lente et quasi linéaire du condensateur C_1 à travers la résistance R_{BT1}. La charge du condensateur C_1 dure jusqu'à ce que le potentiel de base du transistor T_1 soit nul. Le transistor T_1 commence à conduire à son tour.

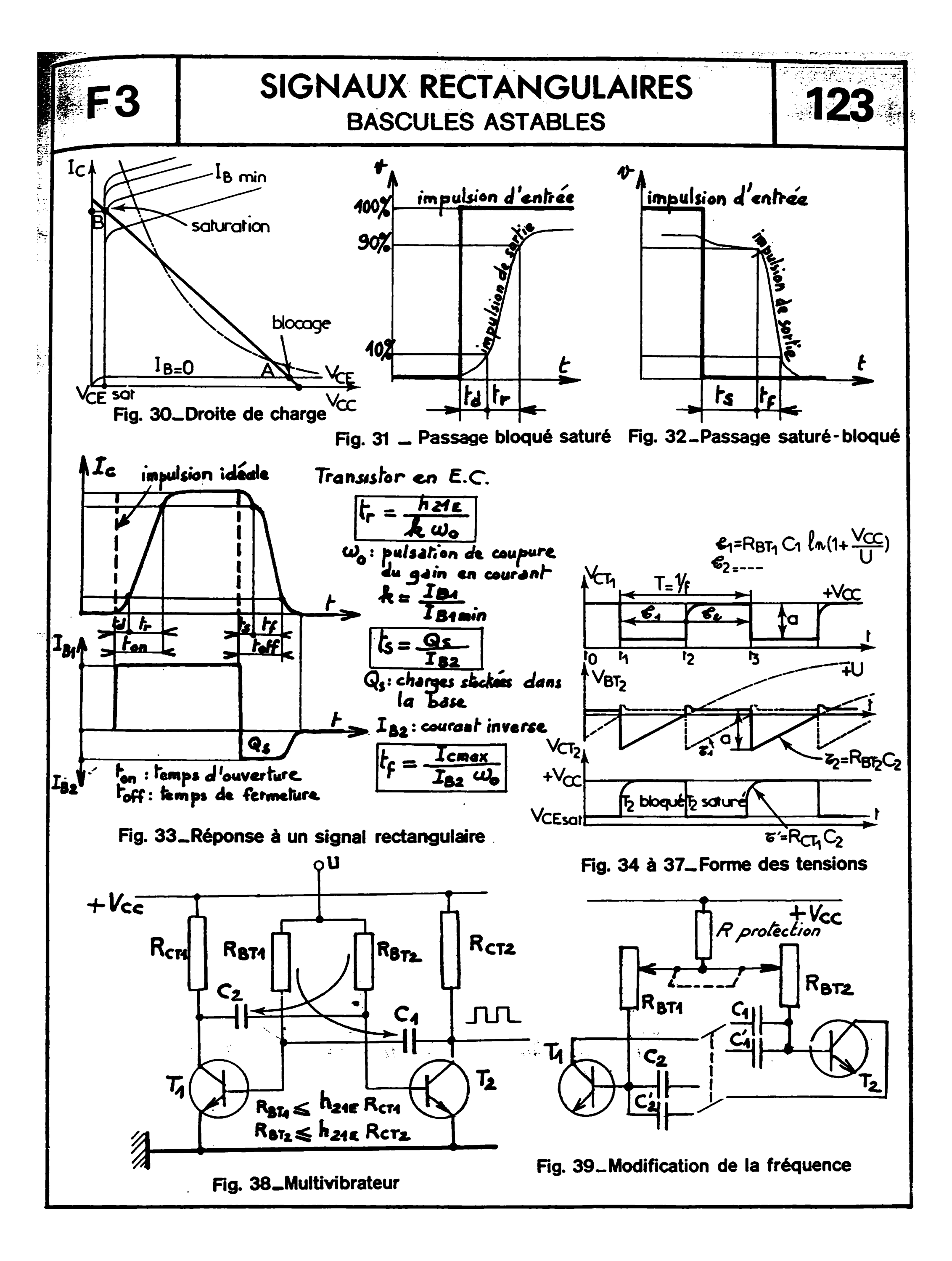


Fig. 30_Droite de charge

Fig. 31 _ Passage bloqué saturé

Fig. 32_Passage saturé-bloqué

Fig. 33_Réponse à un signal rectangulaire

Fig. 34 à 37_Forme des tensions

Fig. 38_Multivibrateur

Fig. 39_Modification de la fréquence

• t_1 : le transistor T_1 conduit, le potentiel collecteur s'abaisse, entraînant par C_1 le blocage de T_2, donc le potentiel du collecteur de T_2 s'élève, entraînant par C_2 le transistor T_1 à conduire plus. Le système bascule. Le processus de réaction se passe en un temps très court.

• t_1 à t_2: *Etat 2.* Transistor T_1 conducteur, transistor T_2 bloqué. Un raisonnement analogue amène le rebasculement à l'état 1.

3° Choix des transistors

Les transistors utilisés doivent supporter des tensions de blocage importantes sans risque de claquage de la jonction base-émetteur. Ils doivent posséder une résistance série de base ainsi qu'une capacité d'entrée faible ($f\alpha \geqslant 10$ MHz).

Ils doivent se saturer facilement, d'où l'intérêt des transistors épitaxiés.

Si on utilise des transistors à base mince, il faut empêcher, au moyen de diodes, le potentiel de base de devenir trop inférieur à celui de l'émetteur ([1]).

4° Caractéristiques des signaux

a) *Amplitude*: a légèrement inférieur à V_{CC}. Pour augmenter l'amplitude, il suffit d'augmenter V_{CC}. On peut la faire varier:
- sur l'étage en modifiant V_{CC} par potentiomètre, mais la fréquence varie aussi;
- sur l'étage suivant.

b) *Fréquence*: $f = 1/T$. $T = \tau_1 + \tau_2$.

Si $U \leqslant V_{CC}$ on a : $\tau_1 = 2\,R_{BT_2}\,C_2 \ln\left(1 + \frac{V_{CC}}{U}\right)$ $\tau_2 = \dots\dots\dots$

Si $U = V_{CC}$ on a : $\tau_1 = 0{,}69\,R_{BT_2}\,C_2$; $\tau_2 = 0{,}69\,R_{BT_1}\,C_1$

Pour modifier f sans modifier le rapport cyclique, il faut changer les constantes de temps dans le même rapport.

- f réglable par bonds: condensateurs C_1 C_2 commutables.
- f réglable progressivement: modifier dans le même rapport R_{BT_1} et R_{BT_2} (*fig. 39*).

La meilleure solution, n'utilisant qu'un seul potentiomètre, consiste à modifier la tension U appliquée aux bases (*fig. 40* et *41*).

c) *Rapport cyclique* : $r = \tau_1/\tau_2$

Il faut modifier dans le rapport inverse les valeurs de C_1, C_2 ou de R_{BT_1}, R_{BT_2}. Cette dernière solution est plus pratique (*fig. 40*). Le rapport cyclique peut varier ainsi de 1 à 5.

d) *Synchronisation*

Elle consiste à appliquer sur l'un des transistors un signal de polarité et d'amplitude convenables provoquant un basculement prématuré. La fréquence du signal de synchronisation doit être légèrement supérieure à la fréquence fondamentale ou aux harmoniques de f.

La forme du signal peut être sinusoïdale, mais le déclenchement est meilleur avec un top bref appliqué sur les bases (*fig. 42*).

e) *Forme des signaux*

- Raideurs des flancs avant et arrière : voir délais de transition en F3.
- Arrondi du flanc avant. Il est dû à la charge de C_1 à travers R_{CT_2} (ou C_2 à travers R_{CT_1}) au moment où T se bloque. L'arrondi ↘ si $\tau = R_{CT_2} \cdot C_1$↘.

Pour avoir des flancs raides, il faut $5\,R_{CT_2} \cdot C_1 \ll 0{,}69\,R_{BT_1} \cdot C_1$ soit $R_{BT_1} \gg 7\,R_{CT_2}$ et utiliser des transistors à gain élevé.

- Ecrêter le signal au moyen de diodes convenablement polarisées.

(1) Vérifier sur les notices des fabricants V_{EBO} (ou BV_{EBO})

SIGNAUX RECTANGULAIRES

BASCULES ASTABLES

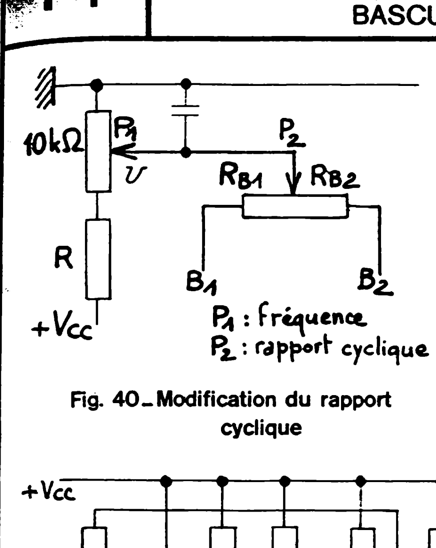


Fig. 40 – Modification du rapport cyclique

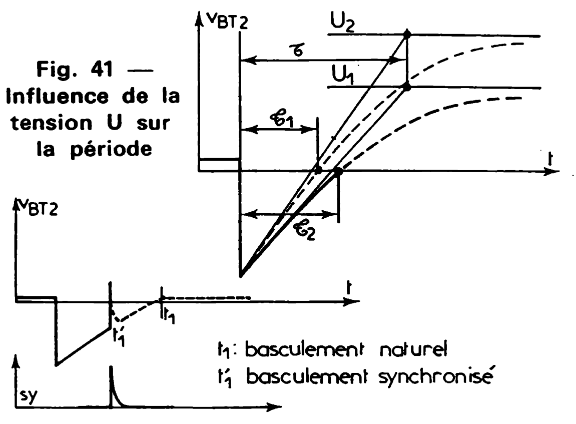


Fig. 41 — Influence de la tension U sur la période

Fig. 42 – Synchronisation

Fig. 43 – Diminution du temps de commutation par transistor

Fig. 44 – Diminution du temps de commutation par diodes

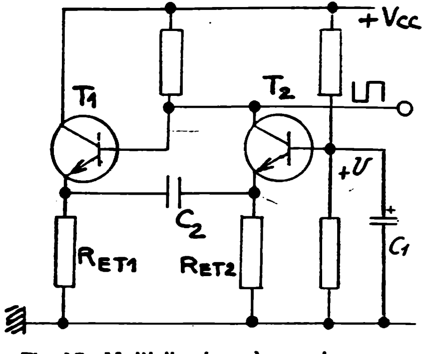


Fig. 45 – Multivibrateur à couplage d'émetteurs

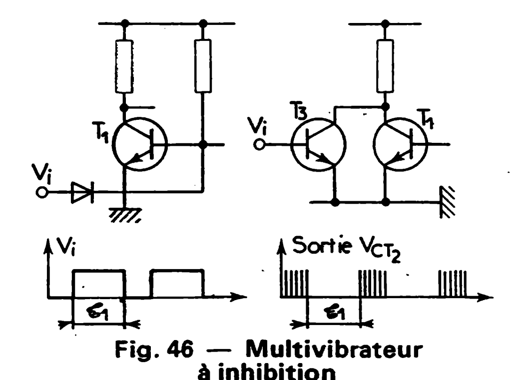


Fig. 46 — Multivibrateur à inhibition

5° Variantes

Figure 43 - Pour obtenir des durées de commutation très rapides, on effectue la charge de C_2 à travers un transistor supplémentaire monté *CC* présentant une résistance de sortie suffisamment faible augmentant la rapidité de charge de $C_2.R_1$: résistance de protection évitant l'échauffement pour $f < 10$ Hz.

Figure 44 - Les deux diodes permettent aux collecteurs d'atteindre plus rapidement la tension d'alimentation au moment du blocage. Comme $R \ll R_C$, l'arrondi du flanc avant est beaucoup plus petit. Avec des valeurs convenables on peut avoir un temps de montée de 0,2 µS.

Figure 45 - Multivibrateur à couplage d'émetteurs

Les transistors T_1 et T_2 sont montés respectivement en *CC* et *BC*, donc ne déphasent pas. La réaction est donc bien positive. C_1 maintient la base à un potentiel fixe. Seul C_2 détermine la fréquence.

Un montage dérivé du précédent, le multivibrateur à résistance commune d'émetteur est représenté à la *figure 60*. Il permet d'obtenir de grands rapports cycliques et peut atteindre quelques dizaines de MHz. Suivant la valeur du potentiel en *A* il peut fonctionner en monostable ou en multivibrateur. (Utilisation sur les générateurs de dents de scie pour oscillographe. Multivibrateur : fonctionnement en relaxé. Monostable : fonctionnement en déclenché.)

Figure 46 - Multivibrateur à inhibition

Lorsqu'on veut bloquer le multivibrateur pendant un certain temps il suffit d'appliquer un signal de polarité convenable à l'un des transistors de la bascule (par exemple T_1) à travers une diode ou un transistor séparateur. On peut obtenir ainsi des trains d'impulsions.

Figure 47 - Multivibrateur à transistors à effet de champ MOS

L'impédance d'entrée très forte (1 012 à 1 015 MΩ) permet d'utiliser des résistances de temporisation très élevées (jusqu'à 100 MΩ) donnant des périodes de plusieurs minutes à 1 h.

Figure 48 - Multivibrateur à amplificateur opérationnel

L'amplificateur travaille toujours à saturation en sortie. Supposons que $V_S = +12$ V et que C_1 est déchargé. La tension $V(+)$ est positive : $V(+) = V_S \dfrac{R_2}{R_2 + R_3}$. La tension $V(-)$ est négative par rapport à $V(+)$ mais C_1 se charge à travers R_1 jusqu'à ce que $V(-)$ dépasse $V(+)$, d'où basculement. $V(+)$ devient négative et un nouveau cycle inverse recommence.

Figure 49 - Multivibrateur et ses réglages

Les réglages de fréquence se font par plages (C_1 commutables) ou en continu en réglant le potentiel V_-.

On obtient $f < 300$ kHz et une stabilité < 1 ‰ pour ΔV_{CC} quelques %. La stabilité est augmentée en limitant l'excursion en sortie par des diodes Zener.

Le réglage du rapport cyclique est réalisé en utilisant deux branches parallèles bloquées alternativement par une diode. On peut aussi introduire un potentiel réglable en *A*.

Figure 50 - Fréquence commandée par une tension

La réaction positive est obtenue par couplage croisé de deux ampli. opérationnels. Le montage peut être soit synchronisé par V_{S_y}, soit si $V_{S_y} = 0$ (connectée à la masse) commandé par la tension V_{r_f}. La dynamique de commande peut atteindre 60 dB.

Figures 51 à 53 - Multivibrateur avec 2 portes « Nand » en circuits intégrés.

Ce sont deux portes « Nand » ou « ET-NON » dont chaque sortie est reliée par une liaison *RC* à l'une des entrées de l'autre. L'équation logique ($S = \bar{a} + \bar{b}$) fait que chaque porte inverse le signal d'entrée. L'ensemble donne une réaction positive et oscille spontanément. L'une des entrées libres peut servir à la synchronisation.

6° Utilisations

- Générateurs de signaux carrés ou rectangulaires jusqu'à plusieurs dizaines de MHz.
- Clignoteurs.
- Commutateurs électroniques.
- Diviseurs de fréquence (f multi $= f$ synchro divisée par nombre entier).
- Production de trains d'impulsions.
- Générateurs de dents de scie (voir G4).

SIGNAUX RECTANGULAIRES
BASCULES ASTABLES

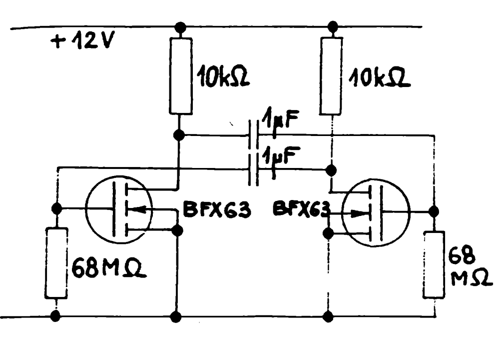


Fig. 49 – Multivibrateur avec transistors à effet de champ (M.O.S.)

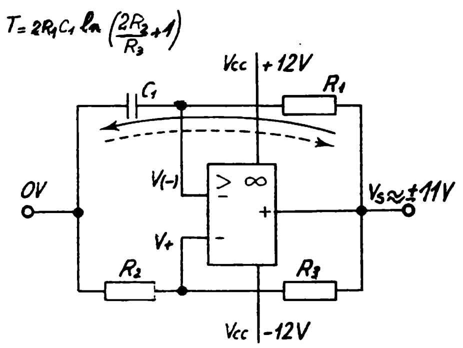


Fig. 48 — Multivibrateur à amplificateur opérationnel

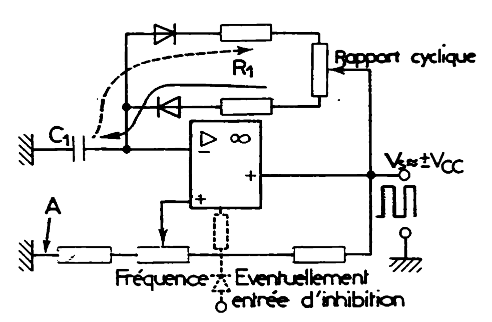


Fig. 49 — Multivibrateur et ses réglages

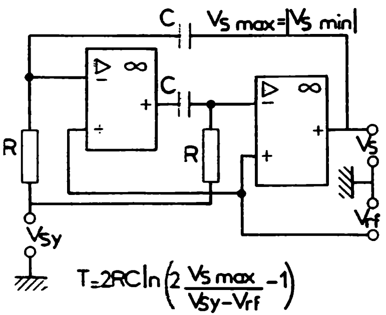


Fig. 50 — Fréquence commandée par une tension

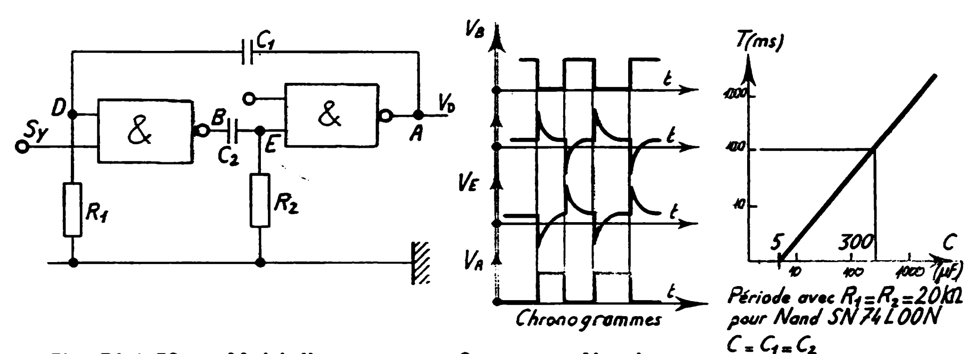


Fig. 51 à 53 — Multivibrateur avec 2 portes « Nand »

VII - BASCULE MONOSTABLE (ou univibrateur)

1° Principe (*fig. 54*)

Une bascule monostable est un dispositif à déclenchement possédant un état stable et un état quasi-stable (état par lequel le système revient de lui-même à l'état stable).

T_2 est bloqué par la polarisation $-P$ et T_1 conduit. Cet état subsiste indéfiniment en l'absence d'impulsion de basculement.

2° Fonctionnement (*fig. 55 à 59*)

– *Etat stable.* La résistance de base R_{BT_1} reliée à $+U$ sature le transistor T_1. Le pont de résistance R_{CT_1}, R_{BT_2}, R est tel que T_2 est bloqué (V_{BT_2} négatif).

– *Basculement.* Il est produit par une impulsion (+) saturant T_2, d'où V_{CT_2} ainsi que V_{BT_1}, bloquant T_1.

– *Etat quasi-stable.* Après le passage de l'impulsion, C_1 se décharge à travers R_{BT_1} jusqu'au moment où la base de T_1 (+) débloque T_1. L'impulsion (–) apparaissant sur le collecteur de T_1 est envoyée sur la base de T_2 qui se bloque. On a de nouveau l'état stable.

3° Caractéristiques des signaux

– *Durée de l'état instable* : $\boxed{\tau = 2\, R_{BT_1}\, C_1 \ln\left(1 + \frac{V_{CC}}{U}\right)} \approx 0{,}69\, R_{BT_1} C_1$ si $U = V_{CC}$.

Pour faire varier τ on modifie U ou R_{BT_1}. $0{,}1$ ms $< \tau < 1$ s suivant le type de montage.

– *Raideur des flancs et arrondi du flanc avant* : voir multivibrateur.

– *Impulsions* : on peut appliquer des impulsions positives sur la base de T_2.

– *Temps de récupération* : $\tau \searrow$ si $R_{CT_2} \searrow$ mais on est limité par $I_{C\,sat\,T_2}$. Une autre solution consiste à utiliser $V_{CCT_2} > V_{CCT_1}$ (courbe en pointillés sur la figure 56).

– *Stabilité de* τ : elle est d'autant meilleure que l'exponentielle de décharge de C_1 coupe la tension de déchet $(V_{BE})d$ sous un angle moins aigu (*fig. 57*).

4° Variantes

– Pour isoler la bascule de la source de déclenchement après passage de l'impulsion, on utilise une diode normalement bloquée en l'absence d'impulsion (pointillés *fig. 54*).

Fig. 60 - Le couplage d'émetteur évite la polarisation $-P$ de la figure 54. En agissant sur le potentiel A (potentiomètre), on peut obtenir un multivibrateur

Fig. 61 - Bascule à amplificateur opérationnel. L'ampli est bloqué vers sa tension de saturation négative en sortie par application d'une tension (+) sur son entrée avec inversion. L'arrivée d'une impulsion négative fait basculer l'ampli vers sa tension de saturation positive. Mais C_2 se décharge à travers R_3 jusqu'à ce que l'entrée sans inversion soit à une tension inférieure à celle de l'entrée (–), d'où basculement et retour à l'état stable.

$$\boxed{\tau = R_3 C_2 \ln\left(\frac{V_S}{V_{CC}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}\right)}$$

Temps de récupération = 1 μs.

Fig. 62 et 63 - Bascule avec deux portes «Nand» (ET-NON).

Au repos $E_B = 1$ $\begin{cases} \text{sortie } A : S_A = \bar{a} + \bar{b} = \bar{1} + \bar{0} = 1 \\ \text{sortie } B : S_B = \bar{a} + \bar{b} = \bar{1} + \bar{1} = 0 \end{cases}$ | S_B ramenée en A par C ne change rien.

Basculement si $E_B = 0$ $\begin{cases} \text{sortie } B : S_B = \bar{0} + \bar{1} = 1 \\ \text{sortie } A : S_A = \bar{1} + \bar{1} = 0 \end{cases}$ | S_B ramenée sur A d'où basculement.

Le niveau 1 sur E'_A ne reste pas, car C se décharge à travers R, d'où retour à l'état stable au bout d'un temps τ.

5° Utilisations

– Obtention de grands rapports cycliques jusqu'à 1000 et plus.

– L'impulsion obtenue, de durée τ, peut servir à commander l'ouverture (ou la fermeture) d'autres circuits pendant le temps τ (temporisation).

– Obtention d'un front retardé d'un temps déterminé τ par rapport à l'impulsion de déclenchement : le retard peut aller de quelques dizaines de nanosecondes à quelques minutes (transistors FET) voire une heure (transistors MOS). On peut s'inspirer du montage de la figure 47.

– Uniformisation de signaux en durée et en amplitude après différentiation.

– Fréquencemètre à comptage d'impulsions. La tension moyenne de sortie mesurée est proportionnelle à la fréquence des impulsions

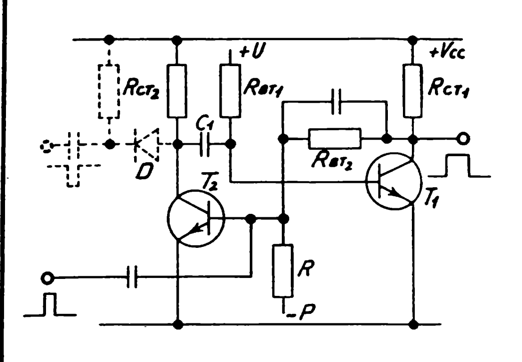
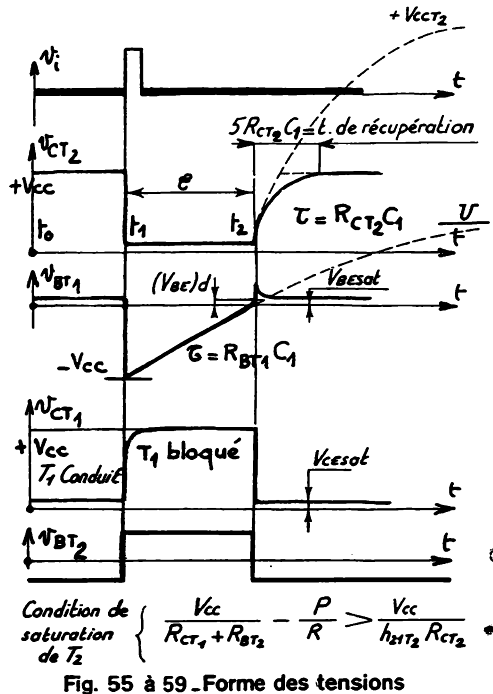


Fig. 54 – Bascule monostable



Condition de saturation de T_2 $\left\{ \dfrac{V_{CC}}{R_{CT_1} + R_{BT_2}} - \dfrac{P}{R} > \dfrac{V_{CC}}{h_{21T_2} R_{CT_2}} \right.$

Fig. 55 à 59 – Forme des tensions

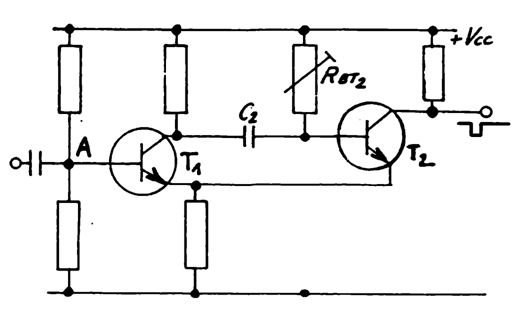


Fig. 60 Bascule à couplage d'émetteur

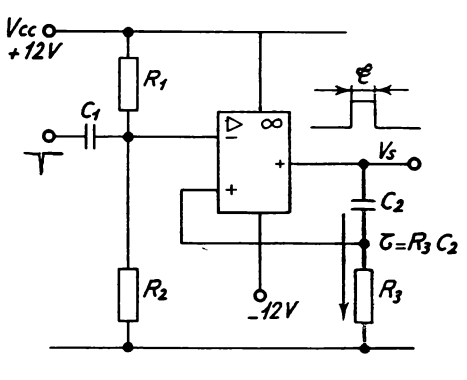


Fig. 61 — Bascule à ampli. opérationnel

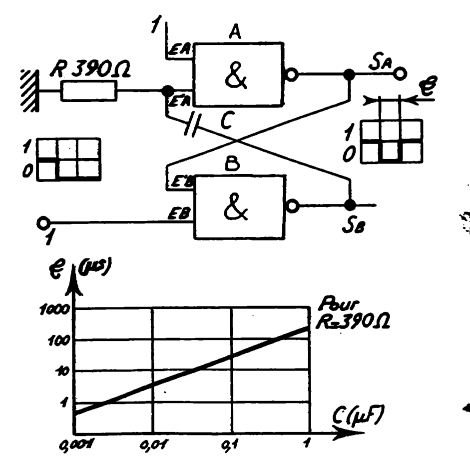


Fig. 62 et 63 — Bascule à 2 portes « Nand »

VIII - BASCULE BISTABLE (OU D'ECCLÈS-JORDAN)

1° Principe (*fig. 64*)

Une bascule bistable est un dispositif à déclenchement possédant deux états stables. Une impulsion extérieure de déclenchement la fait basculer d'une position à l'autre. Les deux transistors sont polarisés de telle sorte qu'ils ne peuvent conduire simultanément.

2° Fonctionnement (*fig. 66 à 68*)

Etat 1 : au temps t_0, T_1 est bloqué, T_2 est conducteur (ou inversement).

A l'instant t_1 l'impulsion positive appliquée sur T_1 le rend conducteur. Le potentiel de base de T_2, commande par le potentiel de collecteur de T_1, devient négatif, bloquant T_2, d'où :

Etat 2 : de t_1 à t_2, T_1 est conducteur, T_2 est bloqué, et réciproquement à l'arrivée d'une impulsion négative sur T_2.

Les condensateurs C_1 et C_2 précipitent le basculement. On choisit $C_1 = C_2 = \frac{R_1 C_{eT_1}}{R_{BT_1}}$

avec C_{eT_1} : capacité d'entrée du transistor T_1. On en déduit la fréquence maximale de fonctionnement de la bascule : $f_{max} = \frac{1}{3\,C_1}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{BT_1}}\right)$.

3° Caractéristiques des signaux

– *Fréquence* : le signal rectangulaire obtenu a une fréquence moitié de celle des impulsions (diviseurs de fréquence par 2).

– *Rapport cyclique* : il dépend des temps relatifs d'arrivée des impulsions de déclenchement.

– *Forme des signaux* : ils sont presque parfaits.

4° Variantes

Fig. 65 - Ecclès - Jordan à résistance d'émetteur commune. Il permet de supprimer la polarisation *(—P)* du montage précédent. Les diodes D laissent passer les impulsions qui sont appliquées aux bases, mais elles arrêtent les impulsions négatives qui apparaissent sur les collecteurs au moment du déblocage, empêchant leur retour vers la source d'impulsions.

La bascule peut être commandée par des impulsions appliquées sur les collecteurs et transmises par les condensateurs C_1, C_2 aux bases. Les impulsions qui bloquent les transistors conducteurs sont préférables.

Pour augmenter la fréquence, il faut éviter la saturation des transistors, par exemple par une diode Zener en parallèle sur R_C (pointillés *fig. 65*). Les bascules non saturées sont utilisées seulement si $f >$ 100 MHz, car l'énergie dissipée est plus grande et l'amplitude des signaux moins stable.

Nota - Sur les différents schémas précédents, on peut utiliser des diodes entre base-émetteur (*fig. 64*) limitant la valeur de v_{BE} au blocage, réduisant ainsi le temps de mise en conduction. En outre, elle évite d'atteindre la tension de claquage de la jonction base-émetteur.

Fig. 69 - Bascule à ampli opérationnel. La sortie étant saturée. Le potentiel $V+$ est déterminé par le diviseur $R_3 . R_2$. Si V_S est négatif, $(V+)$ aussi et toute impulsion positive sur $(V-)$ supérieure à $(V+)$ ne change pas l'état. Le basculement se fera à l'arrivée de la première impulsion négative sur $(V-)$.

Fig. 70 et 71 - Bascule à diode tunnel. Soit la droite de charge ① qui coupe la caractéristique $I(V)$ aux points A et B (2 états stables). Le signal v_e fait basculer de l'état A à l'état B en suivant les flèches, et de B à A en inversant v_e.

Pour une droite de charge ② on obtient une bascule monostable, et en ③ (zone à pente négative) on obtient une bascule astable. Les diodes tunnel sont utilisées pour des bascules fonctionnant à plusieurs centaines de MHz. Pour diminuer le temps de transition, on ajoute en série avec R une inductance $L \approx 100$ nH.

Fig. 72 à 75 - Les bascules R-S (Reset-Set) utilisées en logique, sont dérivées de l'Ecclès-Jordan. Le basculement est obtenu non par un top bref, mais par un échelon (niveau de tension 0 ou 1) sur l'une des deux entrées R ou S. L'état des sorties Q et $\bar{Q}$ est donné dans la table de vérité. Pour lever l'indétermination lorsque deux niveaux 1 sont appliqués simultanément, on utilise des bascules JK plus élaborées. Les bascules T ne possèdent qu'une entrée et sont utilisées comme diviseur binaire. Certaines ont une entrée supplémentaire de forçage pour la remettre à son état d'origine (remise à zéro).

5° Utilisations

– Signaux rigoureusement symétriques jusqu'à 100 MHz et plus.
– Signaux inverses sur chaque collecteur.
– Diviseur de fréquence par 2 (compteurs binaires).
– Mémoires logiques.



SIGNAUX RECTANGULAIRES
BASCULES BISTABLES

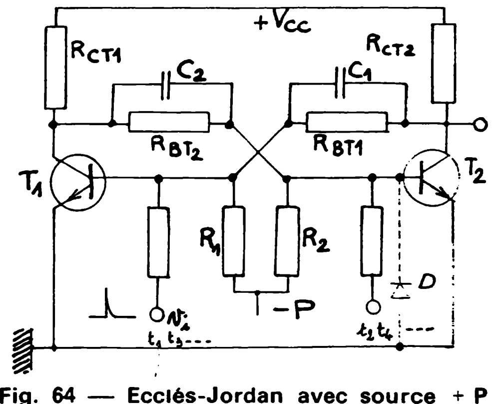


Fig. 64 — Ecclés-Jordan avec source + P

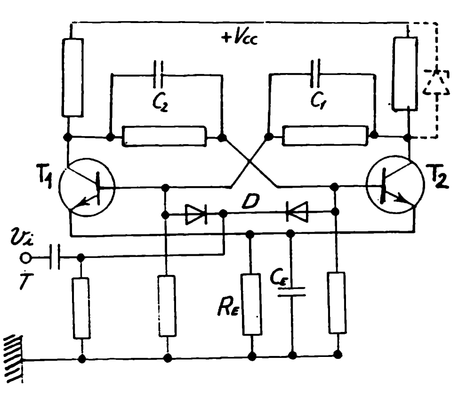


Fig. 65 — Ecclés-Jordan à R_E commune

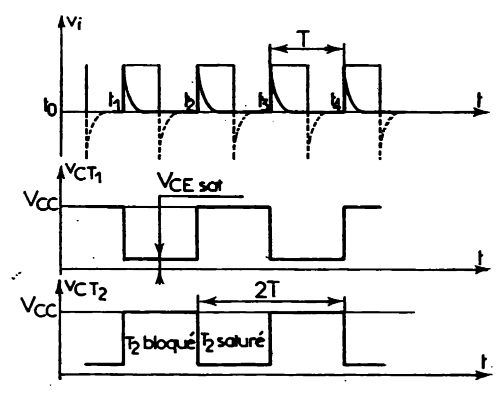


Fig. 66 à 68 _ Formes des tensions

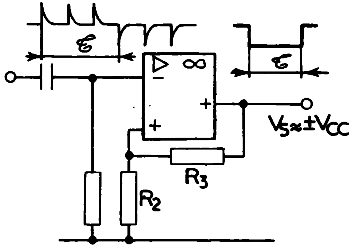
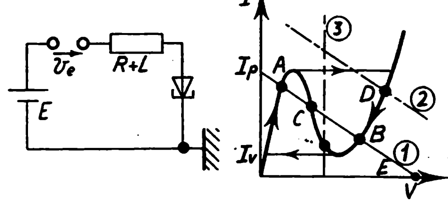


Fig. 69 — Bascule bistable à ampli. op.



Q̄ Q S R + − 0 1 T_3 T_1 T_2 T_4

T_1 conduit ⟹ $\bar{Q} = 0$ et T_2 bloqué ⟹ $Q = 1$

Fig. 72 — Bascule RS à circuit intégré

S	R	Q	$\bar{Q}$
0	0	Q	$\bar{Q}$
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	indéterminé	

S Q R Q̄

J Q K Q̄

Fig. 73 à 75 — Table de vérité de la bascule RS et symboles des bascules RS et JK

IX - BASCULE A HYSTÉRÉSIS

1° Principe

C'est une bascule bistable qui permet, à partir d'un signal périodique (par exemple sinusoïdal, en dents de scie ou de forme quelconque), d'obtenir un signal rectangulaire (*fig. 80* à *82*). Le basculement se fait en passant par un seuil A à la montée de v_e et pour un seuil B différent de A à la descente (hystérésis). Les cyclogrammes (*fig. 77* à *79*) donnent v_s en fonction de v_e. Lorsque la réaction est insuffisante, le montage ne bascule plus; il devient un amplificateur à grand gain.

2° Fonctionnement – Bascule de Schmitt (*fig. 76*)

Etat 1 : t_0 à t_1: le transistor T_2 est bloqué car la tension de base obtenue par le pont de résistances R_{CT_1} R_{BT_2}, R, est telle que sa valeur est négative par rapport à la valeur de la tension d'émetteur. En effet la résistance R_E est parcourue par le fort courant du transistor T_1 qui conduit.

A l'instant t_1 quand le potentiel de base de T_1 atteint le seuil B en descendant, la tension V_{BET_1} devient négative et T_1 se bloque.

Basculement à t_1: le transistor T_1 est bloqué, le potentiel de base de T_2 commandé par le potentiel de collecteur de T_1 remonte et le transistor T_2 conduit car V_{BET_2} devient positive.

Etat 2: t_1 à t_2: T_1 bloqué, T_2 conduit. Lorsque le potentiel de base de T_1, qui remonte, va atteindre le seuil B de déblocage, le système va à nouveau basculer dans l'état 1. La valeur du seuil B est généralement différente de celle du seuil A, car le courant traversant R_E n'est pas le même pour les deux états.

3° Caractéristiques des signaux

– *Fréquence*: en principe celle du signal appliqué. Dans certains cas, elle peut être multiple si l'un des seuils est passé pour de petites variations du potentiel à l'entrée. Cela aurait pu être si le potentiel en C était légèrement supérieur (*fig. 81*). Le temps de commutation peut être réduit à quelques nanosecondes si T_2 non saturé.

– *Rapport cyclique* : il peut être modifié soit par déplacement de l'un des seuils (modifier par exemple une des résistances du pont diviseur), soit par déplacement de la tension d'entrée (*fig. 76*) au moyen du potentiomètre P.

– *Stabilité*: elle augmente si la raideur des flancs du signal d'attaque augmente. L'entrée n'est pas affectée par le basculement, et la sortie (charge capacitive par exemple), n'influence pas le basculement.

4° Variantes

Fig. 83 - Bascule à ampli opérationnel, entrée avec inversion. La réaction positive par $R_2 R_3$ assure le verrouillage sur l'une des deux tensions de saturation en sortie. Si par exemple V_s est positive, le basculement va se produire lorsque V_e dépasse la tension sur l'entrée (+). L'inversion donne la tension de saturation négative en sortie et un cycle inverse recommence lorsque V_e diminue.

Seuils : $$V_e = \pm V_s \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) \quad \text{avec } V_s \approx \pm V.$$

Fig. 84 - Bascule à ampli opérationnel, entrée sans inversion.

Seuils : $$V_e \approx \pm V_s \frac{R_2}{R_3} \qquad \text{avec } V_s \approx \pm V.$$

Pour obtenir des seuils non symétriques par rapport à la masse, il faut relier A à un potentiel $\neq 0$.

Fig. 85 - Bascule à deux portes ET-NON (Nand). Pour les valeurs données sur le schéma, les seuils sont de 1,3 et 1 V. Lorsque $V_e \nearrow$ et passe à 1,3 V, la tension V_s passe de 3 V à 0 V. Les seuils s'écartent si $R_1 \nearrow$ (mais $R_1 < 390\ \Omega$) ou si $R_2 \searrow$. Si les seuils sont trop rapprochés, il n'y a plus basculement. La résistance du générateur d'attaque doit être comprise dans R_1. Les flancs de montée ou de descente sont de 20 ns avec un SFC 400 E.

Dans le cas où on veut éliminer toute composante continue à l'entrée, on remplace R_1 par les éléments en pointillés. P modifie l'écart des seuils. On peut bloquer la sortie dans l'un des états 0 ou 1 en portant les entrées «d'inhibition» A ou B à zéro.

5° Utilisations

– Générateur de signaux rectangulaires à partir d'un signal de forme quelconque.
– Régénérateur d'impulsions, mise en forme.
– Détecteur de seuil: le dépassement du seuil A permet de déclencher un système de sécurité.
– L'utilisation d'une bascule à hystérésis avec les circuits logiques garantit un bon fonctionnement, même avec des parasites dont l'amplitude est inférieure à celle de l'hystérésis.

SIGNAUX RECTANGULAIRES
BASCULES A HYSTÉRÉSIS

Fig. 76 – Bascule de Schmitt

Fig. 77 à 79 – Cyclogrammes

Fig. 83, 84 — Bascules à ampli. opérationnel

Fig. 80 à 82 – Forme des tensions

Fig. 85 — Bascule à 2 portes « Nand »



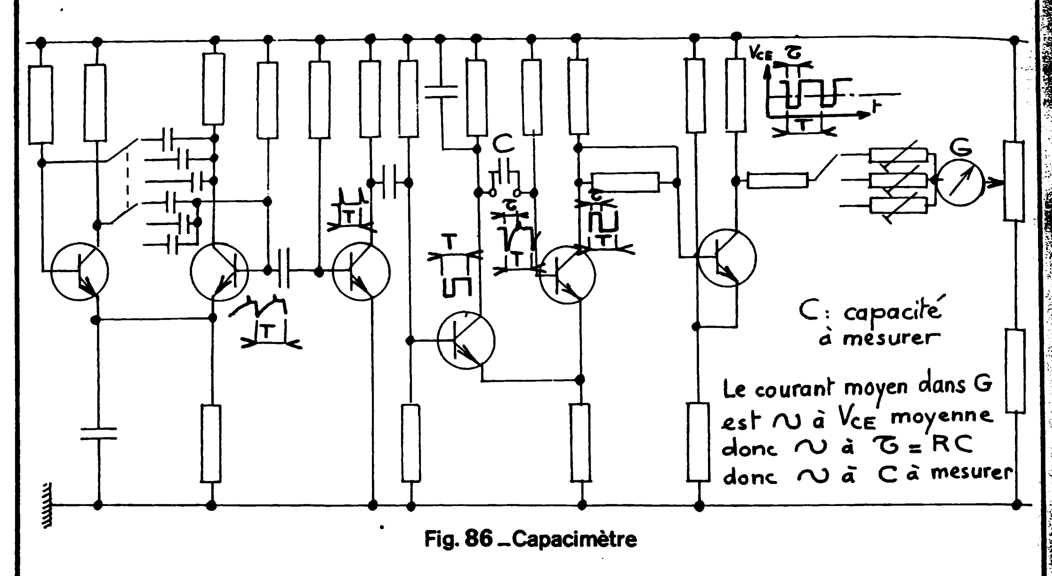


Fig. 86 – Capacimètre

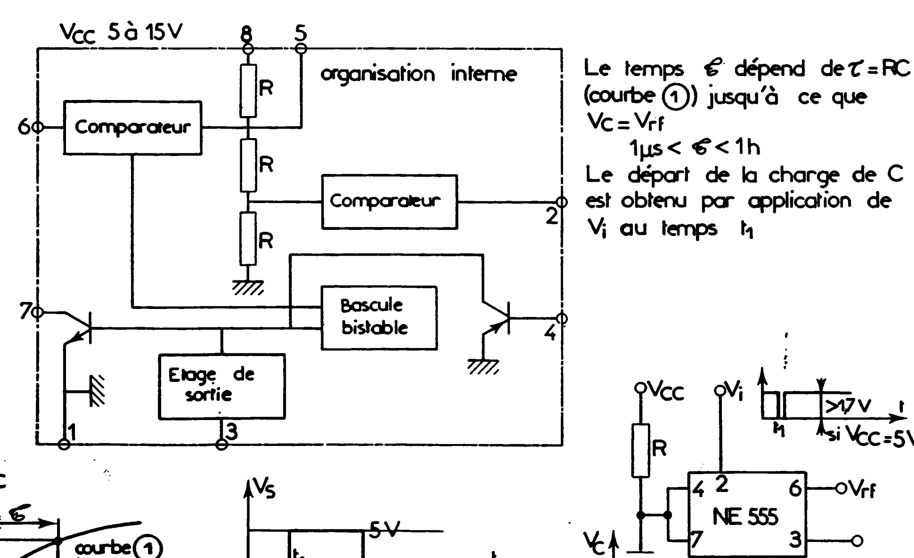
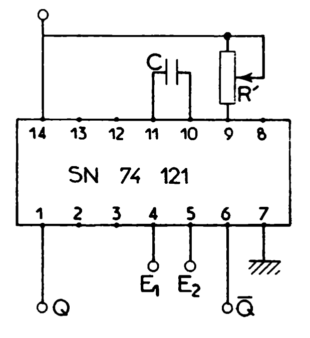
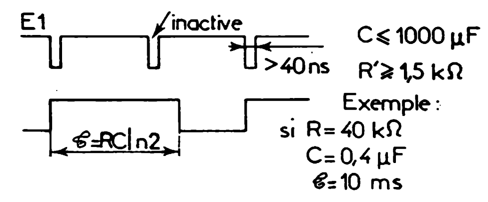


Fig. 87 — Monostable à circuit intégré spécial NE 555





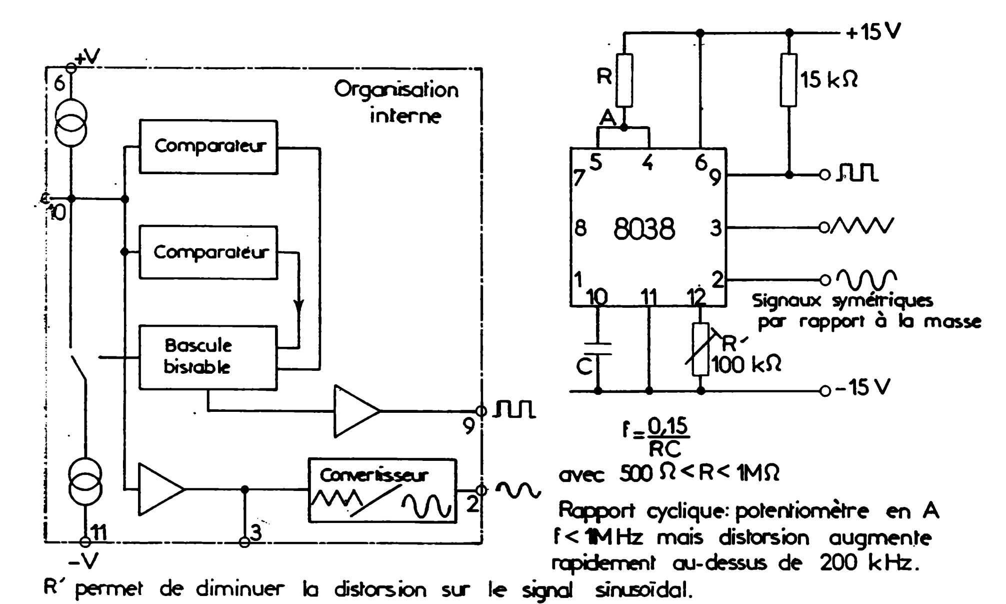
C ⩽ 1000 µF
R' ⩾ 1,5 kΩ

Exemple :
si R = 40 kΩ
C = 0,4 µF
ϑ = 10 ms

R = R' + 2 kΩ (interne au CI entre 9 et 11)

Nota: A partir des CI tels le 555, le 74121 on peut réaliser de nombreux schémas: générateurs de signaux rectangulaires, de dents de scie, marqueur, temporisateur, commande de relais, etc.
Les fabricants proposent des variantes comme le 556 (deux 555 dans le même boitier) le 74122 (monostable réarmable par l'impulsion inactive ci-dessus) le 74123 (astable obtenu à partir de deux monostables), etc.

Fig. 88 — Monostable à circuit intégré spécial SN 74121



$f = \frac{0,15}{RC}$

avec 500 Ω < R < 1MΩ

Rapport cyclique: potentiomètre en A
f < 1MHz mais distorsion augmente rapidement au-dessus de 200 kHz.

R' permet de diminuer la distorsion sur le signal sinusoïdal.

Fig. 89 — Générateur de fonction à circuit intégré spécial 8038

SIGNAUX EN DENTS DE SCIE
INTÉGRATEURS

I - GÉNÉRALITÉS

Les signaux en dents de scie sont utilisés pour le balayage horizontal sur les oscilloscopes et sur les cinescopes.

Ces signaux, pour être utilisables, doivent avoir (*fig. 1*) :

– une bonne *linéarité* pendant l'aller ;
– un retour rapide : le *taux de retour*, $r = \mathcal{T}_2 / T$, doit être petit ;
– une bonne stabilité en fréquence ;
– une bonne stabilité en amplitude.

Classification des systèmes :

– les *intégrateurs* donnant des signaux en dents de scie à partir de signaux rectangulaires;
– les systèmes *relaxés* fonctionnent automatiquement (relaxateurs auto-oscillants) et la stabilité en fréquence nécessite généralement une *synchronisation* qui consiste à imposer, par une impulsion, l'instant du retour (*fin de rampe*) ;
– les systèmes *déclenchés* ne fonctionnent pas en l'absence de signal de déclenchement, lequel impose, par un signal saut ou échelon, le départ de l'aller (*début de rampe*).

II - INTÉGRATEURS

1° Circuit RC (*fig. 2 et 3*)

La linéarité est médiocre.

Le temps de retour est trop grand, car les constantes de temps de charge et décharge sont égales.

2° Intégrateur Miller (*fig. 4*)

a) *Effet Miller.* Soit un amplificateur de tension (A_v : amplification de tension sortie ouverte et C déconnecté) avec un condensateur C de réaction entre sortie et entrée. G_s représente le générateur de sortie, R_s et R_e les résistances de sortie et d'entrée de l'étage. L'application du théorème de Thévenin conduit au premier schéma équivalent (*fig. 5*). On montre que l'entrée est équivalente (*fig. 6*) à un nouveau circuit comportant une capacité dynamique $\boxed{C(1 + A_v)}$. C'est l'effet Miller qui permet de réaliser ainsi un intégrateur.

b) *Tension de sortie.* Lorsqu'on ferme l'interrupteur, la tension de sortie v_s (*fig. 7*) commence par un saut positif de valeur v_{s_0}, puis elle décroît exponentiellement vers la valeur finale $A_v V$ avec la constante de temps $\tau = [(1 + A_v)\rho + R_s]C$ ou, si 1 négligeable devant A_v :

$$\boxed{\tau \approx (A_v \rho + R_s) C}$$

c) *Utilisation pratique.* On peut utiliser la rampe pour obtenir des signaux en dents de scie à condition :

– de réduire le saut positif au départ ; on démontre, d'après le premier schéma équivalent, que $v_{s_0} = V R_s / (\rho A_v + R_s)$; il faut donc que R_s soit faible et A_v grande ;
– de limiter la rampe à la portion linéaire ; il faut pour cela que la constante de temps soit grande devant t_1, soit, pour une capacité donnée, A_v et R_e grandes ;
– de ramener v_s à zéro au temps t_1 ; il suffit d'un interrupteur (transistor) qui décharge rapidement C.

SIGNAUX EN DENTS DE SCIE

INTÉGRATEURS

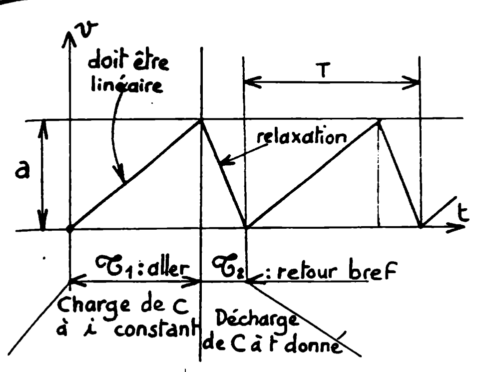


Fig. 1 — Signal en dents de scie

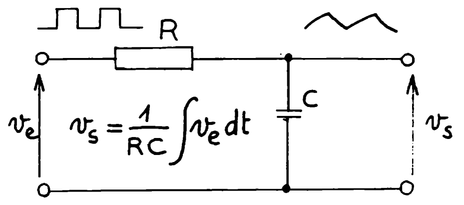


Fig. 2 — Circuit intégrateur

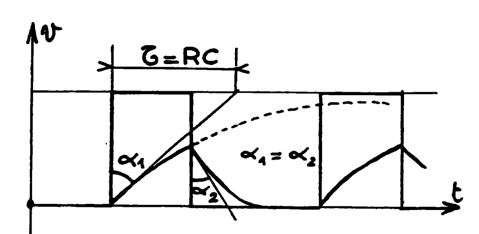


Fig. 3 — Intégration d'un signal rectangulaire

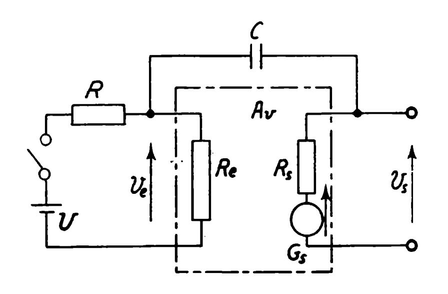


Fig. 4 — Intégrateur Miller

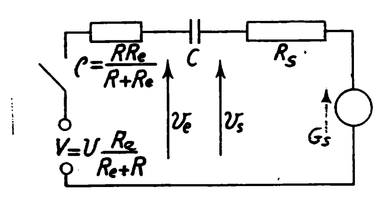


Fig. 5 — 1er schéma équivalent

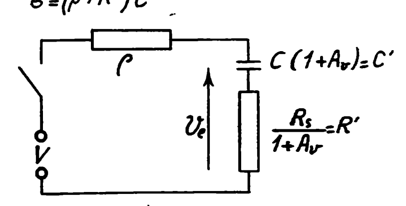


Fig. 6 — 2e schéma équivalent

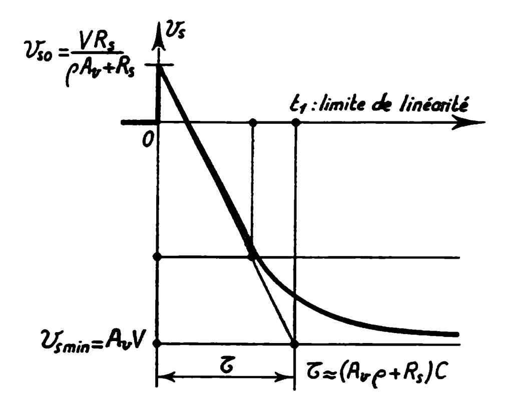


Fig. 7 — Intégrateur Miller : Forme de la tension de sortie quand on ferme l'interrupteur

d) *Application* (*fig. 8*)

D'après ce que nous venons de voir, le saut positif au départ est pratiquement nul si A_v est très grande et R_s faible, d'où :

– T_2 à gain élevé ;

– T_3 monté CC donnant R_s d'une centaine d'ohms.

La linéarité augmente si A_v est grande et R_e grande, d'où :

– T_1 monté CC donnant R_e d'une centaine de kilohms.

Pour augmenter encore R_e à l'entrée, on peut utiliser :

– un Darlington monté CC ;
– un transistor à effet de champ.

En réalité, $T_3 T_4$ sont montés en Darlington donnant une faible impédance de sortie afin que l'impédance de charge ne perturbe pas le fonctionnement de l'intégrateur. C_1 et C_2 sont des découplages évitant des accrochages.

e) *Intégrateur à ampli. opérationnel* (*fig. 9* à *12*)

Il présente toutes les caractéristiques d'un bon intégrateur Miller (grande R_e, faible R_s et très grande A_v). La figure 11 donne la rampe de sortie obtenue quand on applique un échelon à l'entrée.

L'exponentielle s'écarte à moins de 5% de la pente à l'origine si $t_l < \frac{A_0 RC}{3}$.

Remise à zéro au temps t_1 (*fig. 12*)

Elle s'effectue par un transistor interrupteur. De 0 à t_1, le transistor T est bloqué par une tension négative sur la base obtenue par le pont $R_B R'_B$. Au temps t_1 une impulsion positive appliquée en A débloque le transistor T à travers lequel le condensateur C se décharge. Après passage de l'impulsion, au temps t_2 un nouveau cycle recommence (*fig. 11*).

f) *Intégrateur Miller à transistors pour base de temps d'oscillographe* (*fig. 13*)

On retrouve les transistors $T_1 T_2 T_3$ montés comme sur la figure 8. La durée de la rampe, c'est-à-dire la fréquence, est réglée par bonds en commutant plusieurs condensateurs C, et en continu en agissant sur la tension U. Le transistor T joue le rôle d'interrupteur. Avant le début de la rampe, T est conducteur, le potentiel de l'émetteur est négatif, la diode D conduit et C ne peut se charger car le courant dans R passe par D et T. Aux temps 0, l'échelon bloque T et la rampe démarre jusqu'au temps t_1. L'émetteur est positif et la diode D bloquée. A t_1, le condensateur C se décharge à travers R, D et T saturé. Le temps de retour doit être compris entre 3 à 5 fois la constante de temps de décharge.

SIGNAUX EN DENTS DE SCIE

INTÉGRATEUR MILLER

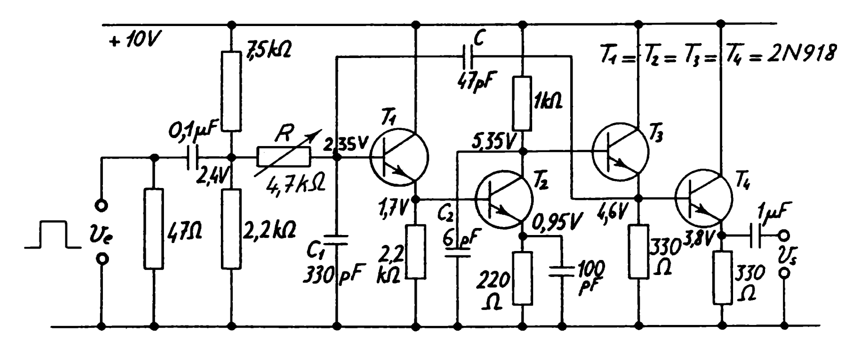


Fig. 8 — Intégrateur Miller

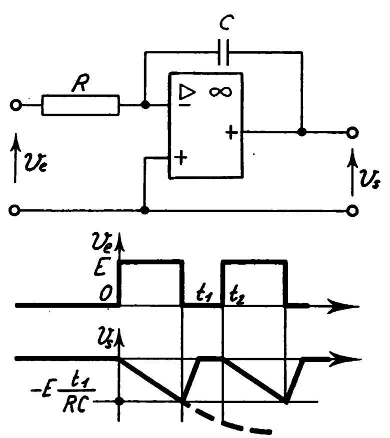


Fig. 9 à 11 — Intégrateur à ampli. opérationnel

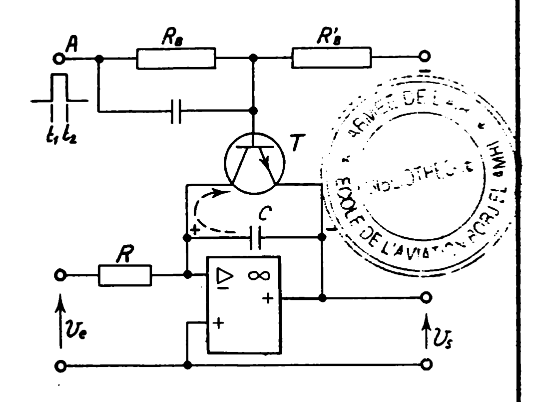


Fig. 12 — Remise à zéro de l'intégrateur

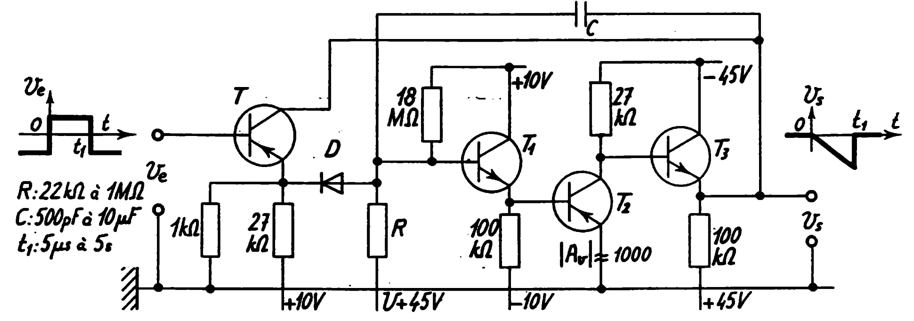


Fig. 13 — Intégrateur Miller pour base de temps d'oscillographe « Tektronix 321.A »

III - GÉNÉRATEURS DE RAMPE DE TENSION

1° Principe d'un relaxateur : circuit RC *(fig. 14 à 16)*

– *Aller* t_0 *à* t_1 : charge lente exponentielle de C à travers R (V_{max} possible égale à V_B). La rampe est linéaire si $a < V_B/10$.

– *Retour* t_1 *à* t_2 : décharge rapide exponentielle du condensateur C à travers l'interrupteur K fermé. Les systèmes utilisés diffèrent par le choix du circuit de charge (résistance R, inductance, transistor) et par le choix du circuit de décharge (tube à gaz, thyristor, UJT, transistor...).

2° Circuits de décharge

a) ***Interrupteur mécanique K*** ou interrupteur à mercure pour décharge de lignes en radar. Il n'est utilisable que pour des bases de temps très lentes.

b) ***Diode à gaz à cathode froide.*** Tube au néon remplaçant l'interrupteur K.

1. *Fonctionnement.* Lorsque la tension aux bornes atteint la tension d'amorçage V_{am}, le tube devient conducteur, et le condensateur C se décharge jusqu'à ce que la tension atteigne la tension d'extinction V_{ex} et le cycle recommence (*fig. 20*).

Le système ne peut être synchronisé, d'où son amélioration en utilisant un thyratron qui comporte une électrode supplémentaire, la grille de commande.

2. *Inconvénients.* Les tubes à gaz ont des caractéristiques peu stables, ils sont encombrants et leur fonctionnement est limité à des fréquences de quelques kHz, à cause du temps de désionisation. Ils ne sont pratiquement plus utilisés, sauf en forte puissance comme interrupteurs dans les modulateurs de radar.

c) ***Thyristor*** (*fig. 17*)

1. *Fonctionnement.* Le condensateur C se charge à travers R_2. Lorsque la tension d'amorçage v_{FDM} (*fig. 18*) est atteinte aux bornes du thyristor, il conduit fortement déchargeant C, puis se rebloque et un nouveau cycle recommence. La résistance R_3 limite la valeur du courant de décharge.

2. *Caractéristiques des signaux*

– *Fréquence* : $f \nearrow$ si $\tau = R_2 C \searrow$ d'où le réglage de fréquence R_2.

– *Amplitude* : $a \nearrow$ si $v_{FDM} \nearrow$ c'est-à-dire si le courant de gâchette $I_G \searrow$ (*fig. 18*) d'où le réglage d'amplitude par R_4.

3. *Applications*

Générateur de signaux en dents de scie de très basses fréquences jusqu'à une impulsion toutes les 12,5 secondes. Générateur de courant pour balayage électro-magnétique jusqu'à 10 kHz.

d) ***Transistor en régime d'avalanche*** (*fig. 19* et *20*)

1. *Phénomène d'avalanche*

En fonctionnement habituel, un transistor est bloqué pour le courant inverse de base. Si la tension V_{CE} augmente suffisamment, il se met à conduire fortement. C'est le régime d'avalanche dû à une ionisation par choc au niveau de la jonction collecteur-base. Le temps de fonctionnement en avalanche doit être réduit pour ne pas détruire le transistor. Le passage de l'état bloqué (point A) au régime d'avalanche (point B) s'effectue en un temps très court (quelques nanosecondes) commandé par une impulsion sur la base. La droite de charge D_a ne doit pas couper les caractéristiques en C, par exemple, dans une zone stable où la puissance dissipée est trop élevée.

2. *Application* (*fig. 21*)

Les valeurs des résistances sont telles que les bases de T_1 et T_2 soient positives par rapport aux émetteurs. Ils sont bloqués pendant la charge lente de C à travers P_1. Il arrive un moment où la charge de C est suffisante pour atteindre la tension d'avalanche de T_1. Le potentiel de collecteur de T_1 chute rapidement à quelques volts, T_2 commandé par C devient aussi conducteur jusqu'à la décharge complète de C, après quoi un nouveau cycle recommence. On peut obtenir une gamme de fréquences étendue (10 Hz à 100 kHz) avec une amplitude de sortie de 80 V crête à crête.

SIGNAUX EN DENTS DE SCIE
RELAXATEURS

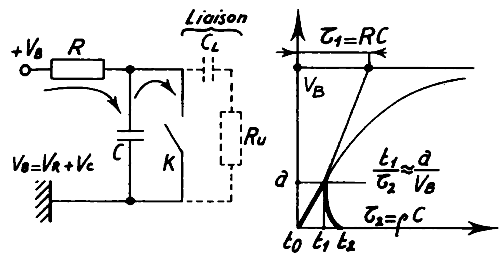


Fig. 14 et 15 — Relaxateur : principe

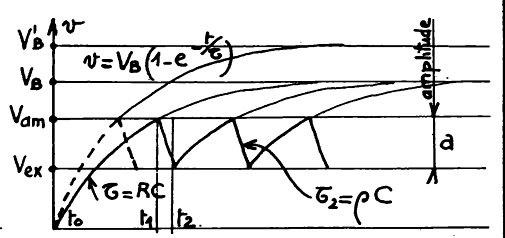


Fig. 16 — Forme des tensions pour une diode à gaz utilisée comme interrupteur K

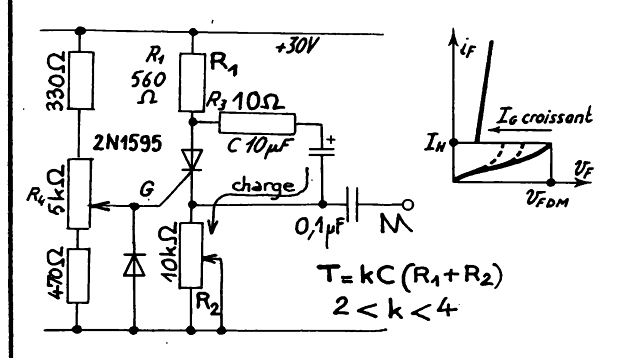


Fig. 17 et 18 — Base de temps à thyristor

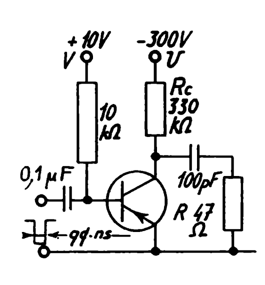


Fig. 19 — Transistor en avalanche

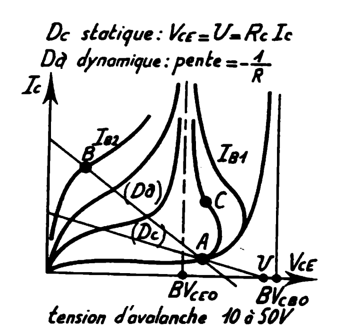


Fig. 20 — Réseau de caractéristiques d'un transistor en avalanche

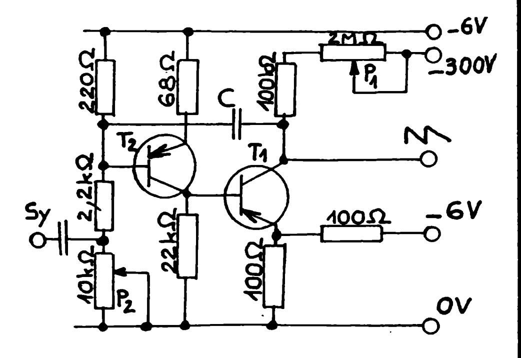


Fig. 21 – Base de temps à avalanche

e) *Transistor de décharge* (*fig.* 22)

Le condensateur C se charge à travers R et T_1 pendant le blocage du transistor. Il se décharge à travers T_2 pendant le déblocage. La commande s'effectue par des impulsions rectangulaires de sens, d'amplitude et de durée convenables appliquées sur la base du transistor. Le potentiomètre P règle le courant de charge de C, donc la fréquence. Il s'agit d'un générateur de type déclenché.

f) *Bascule de décharge* (*fig.* 23)

Le condensateur C se charge à travers la résistance R de valeur élevée, conjointement avec une source de tension de valeur élevée, assurant ainsi une bonne linéarité. Pendant la charge, T_2 est bloqué, T_1 conduit. Lorsque le potentiel de base de T_2 devient plus négatif que le potentiel d'émetteur, T_2 se met à conduire et T_1 se bloque. Le transistor T_2 conduit et C se décharge rapidement à travers D et R_E. Un nouveau basculement bloque T_2 quand le potentiel de base de T_2 redevient positif par rapport au potentiel d'émetteur, et le cycle recommence. La base de temps relaxée peut être synchronisée par des impulsions positives.

Toutes les bascules synchronisées ou déclenchées ayant des rapports cycliques suffisants peuvent être utilisées comme interrupteur pour décharger le condensateur C.

g) *Transistor unijonction* (*fig.* 24) **ou *UJT***

1. *Fonctionnement*

L'UJT est plutôt une diode à deux bases, dont la caractéristique $v_E(i_E)$ est représentée à la figure 25 pour une certaine valeur du courant de base I_{B_2}. Le maximum correspond au pic et le minimum à la vallée. Quand $I_{B_2} \nearrow$ la tension de pic $V_p \nearrow$.

La droite de charge ($V_A = RI_E + V_E$) doit couper la caractéristique dans la zone à résistance négative. Le courant de pic I_p est de quelques microampères, alors que le courant de vallée I_V est environ mille fois plus grand. Le montage le plus simple (*fig.* 24) consiste à charger C à travers R. Lorsque la tension aux bornes de C atteint la tension de pic, le condensateur se décharge rapidement à travers l'UJT jusqu'à la tension de vallée, puis un nouveau cycle recommence (*fig.* 26).

La résistance R_{B_1} sert à limiter le courant de décharge de C, et éventuellement à obtenir sur la base B_1 un top positif au moment de cette décharge.

Le rapport intrinsèque η fixé pour un UJT donné ($0{,}4 < \eta < 0{,}8$) lie la tension de pic à la tension interbase. Il permet de calculer f et R_{B_2} (*fig.* 25 et 26). La résistance interbase $R_{B_1B_2}$ est de 5 kΩ environ quand l'unijonction est bloqué. Les valeurs minimale et maximale de ces paramètres sont données par les notices des fabricants.

La résistance R_{B_2} sert à réduire l'influence de la température sur la fréquence. Dans la gamme de 0 à 100 °C, il est possible, par un réglage judicieux de cette résistance, d'obtenir une stabilité meilleure que 0,25 %.

La tension interbase $V_{BB} = V_A$ quand l'UJT est bloqué.

2. *Caractéristiques des signaux*

– *Fréquence* : agir sur les éléments R ou C.

– *Synchronisation* : par des impulsions positives sur l'émetteur ou sur B_1, ou par des tops négatifs sur B_2. Dans ce cas l'UJT atteint prématurément V_p.

– *Linéarité* : on l'améliore par charge à courant constant au moyen d'un transistor de charge (*fig.* 27).

Pour ne pas diminuer la linéarité, il faut prélever la tension aux bornes de C par un dispositif à grande impédance d'entrée.

h) *Diode Schockley ou 4D*

Cette diode à quatre couches PNPN a une caractéristique $V(I)$ analogue à celle de l'UJT avec un pic, une vallée et une zone à résistance négative.

Elle est peu utilisée à cause de l'instabilité de sa tension de pic en fonction de la température. Toutefois, elle peut être utilisée comme interrupteur d'un intégrateur à amplificateur opérationnel (*fig.* 28).

SIGNAUX EN DENTS DE SCIE
CIRCUITS DE CHARGE ET DE DÉCHARGE

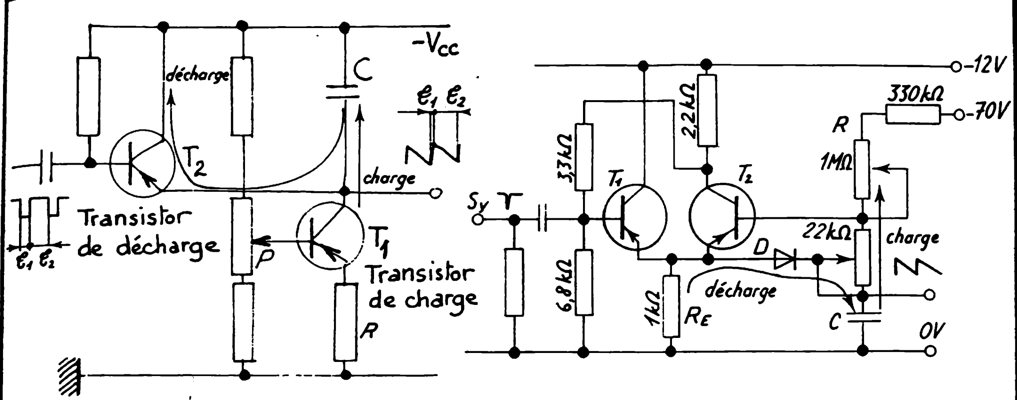


Fig. 22 _ Transistor de décharge

Fig. 23 _ Bascule de décharge

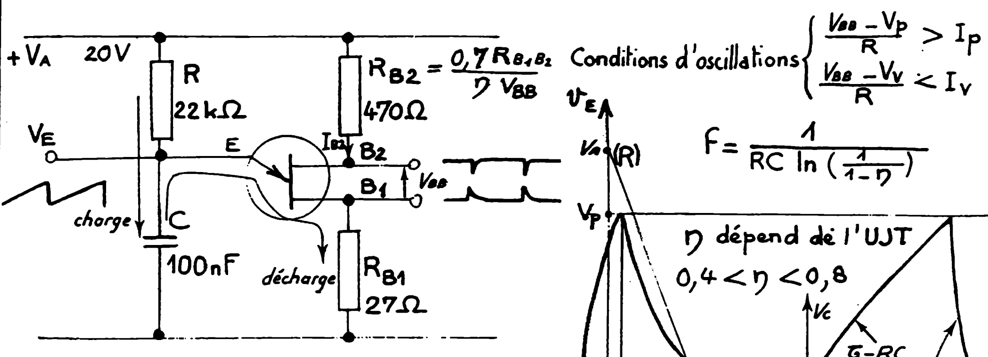


Fig. 24 _ Transistor unijonction (U.J.T)

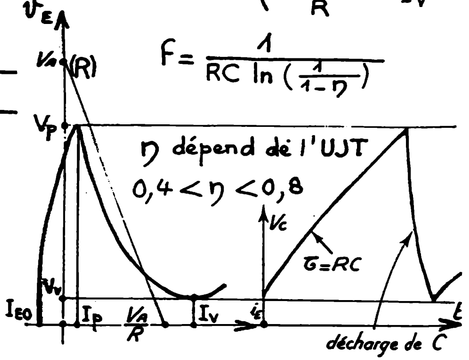


Fig. 25-26 Caractéristique d'un U.J.T.

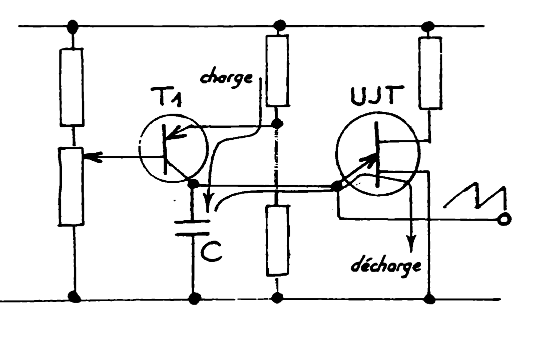


Fig. 27 _ Base de temps à UJT

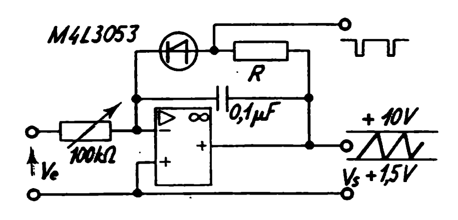


Fig. 28 — Interrupteur à diode Shockley

IV - GÉNÉRATEURS DE RAMPE DE COURANT

Dans le cas de tubes à rayon cathodique à déviation électromagnétique, le champ magnétique doit varier linéairement avec le temps (radar panoramique, télévision). Il est nécessaire d'appliquer aux bobines de déviation un courant qui varie linéairement en fonction du temps.

1° Inductance à tension constante *(fig. 29 à 32)*

– *Aller*: de 0 à t_1 la tension positive appliquée sur la base du transistor le sature. Si on néglige ρ_{sat} et $V_{CE\ sat}$, l'inductance L est soumise à la tension constante $V_{CC} = L\frac{di}{dt}$ qui entraîne $\boxed{i_L = \frac{V_{CC}}{L}\, t}$.

Le courant dans L croît proportionnellement au temps (*fig. 31*).

– *Retour*: de t_1 à t_2 le transistor est bloqué par une tension négative sur la base. Le courant dans L s'amortit exponentiellement à travers r et la diode D.

– *Application* (*fig. 33*) : le transistor T_1 joue le rôle d'interrupteur. Le circuit R_2C_2 permet la réalisation d'une source de tension trapézoïdale qui améliore la linéarité. On montre en effet que si l'on tient compte de la résistance de source R_g et de celle du transistor ρ_{sat} (*fig. 29*) pour obtenir i_L linéaire, il faut une tension de source trapézoïdale. T_2 et T_3 forment un Darlington avec une CR par R_E améliorant la linéarité.

2° Générateur de rampe pour téléviseur *(fig. 34 à 37)*

– *Aller*: la rampe de courant est obtenue comme ci-dessus.

– *Retour*: il doit être très rapide (quelques μs). C'est pourquoi en fin de balayage à t_1 on transfère rapidement l'énergie stockée par la bobine dans la capacité C. A la fin de la première demi-sinusoïde (*fig. 36*), T conduit à nouveau et un nouveau cycle recommence. Le transistor T est bidirectionnel car le courant a deux sens possibles pendant l'aller.

3° Oscillateur bloqué ou «blocking» (*fig. 38*)

C'est un oscillateur LC à couplage $L_B\, L_C$ très serré provoquant une surréaction qui permet de bloquer le transistor après une fraction d'oscillation. Lorsque le transistor est bloqué, le courant magnétisant s'écoule à travers D_1 et D_2 et le condensateur C associé à L_C. Lorsque le courant s'est annulé, C chargé à V_Z commence à se décharger dans L_C et une oscillation de période $2\pi\sqrt{L_C C}$ s'amorce. Par suite du transformateur inverseur, la tension de base atteint la tension de déblocage.

Les systèmes dérivés du précédent sont très variés. Ils permettent :

– d'obtenir une rampe de courant sur le collecteur de T ;

– de fournir des tensions rectangulaires plus brèves et plus puissantes que celles des multivibrateurs classiques ;

– de servir d'interrupteur rapide. Pendant le blocage, on charge un condensateur à travers une résistance. A la fin de la rampe de tension, il se décharge à travers le blocking. Celui-ci peut être synchronisé.

SIGNAUX EN DENTS DE SCIE
GÉNÉRATEURS DE RAMPE DE COURANT

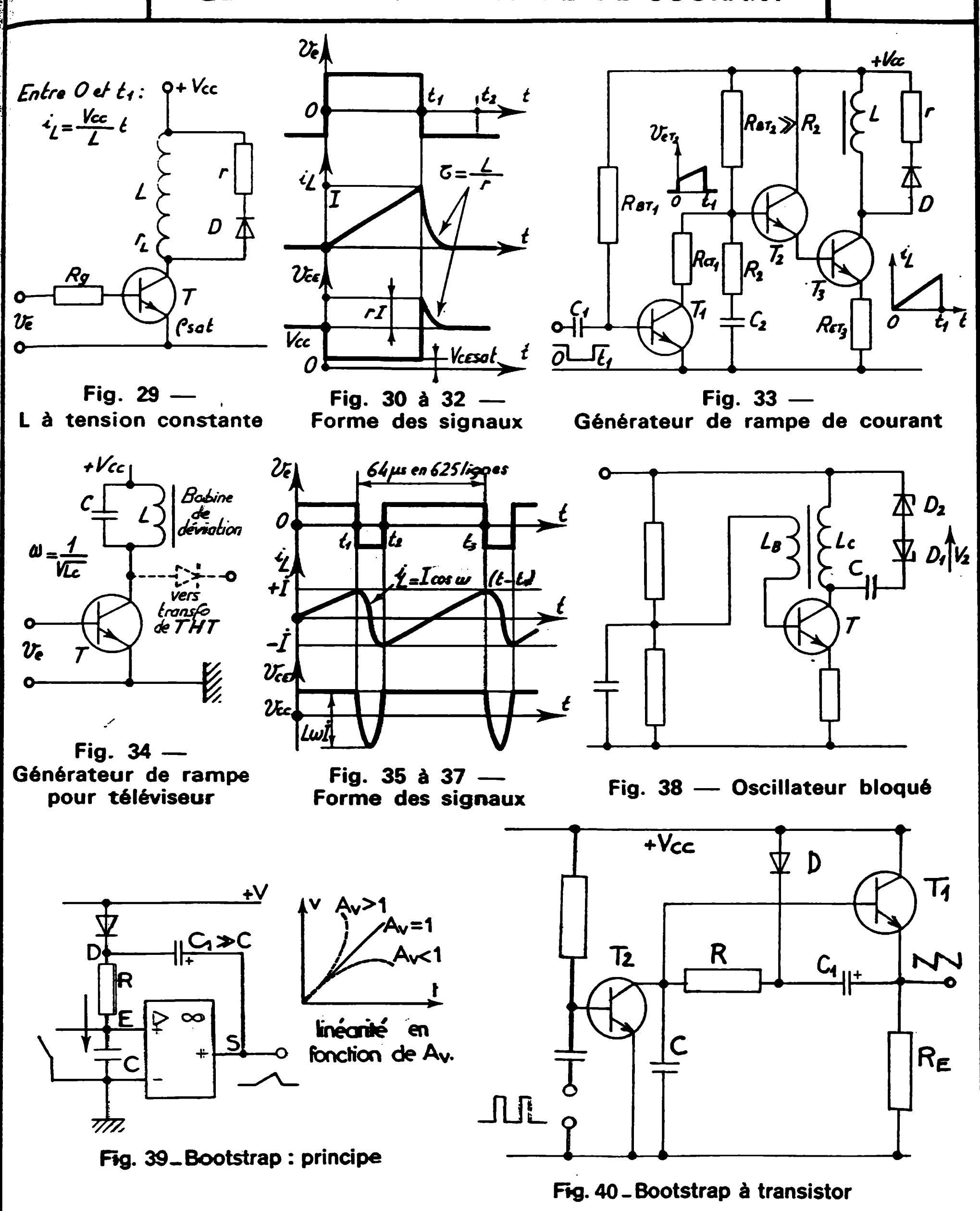


Fig. 29 — L à tension constante

Fig. 30 à 32 — Forme des signaux

Fig. 33 — Générateur de rampe de courant

Fig. 34 — Générateur de rampe pour téléviseur

Fig. 35 à 37 — Forme des signaux

Fig. 38 — Oscillateur bloqué

Fig. 39 – Bootstrap : principe

Fig. 40 – Bootstrap à transistor

V - AMÉLIORATION DE LA LINÉARITÉ

1° Rampe de tension

a) *Résistance R*

La linéarité est acceptable si $a < V_B / 10$ (ou $\mathcal{T}_1 > 10\, t_1$). Revoir à ce sujet la figure 15. Dans ce cas, on peut calculer approximativement la période, c'est-à-dire la fréquence, si on néglige le temps de retour, d'après les triangles semblables.

b) *Impédance $R + L$*

L'adjonction d'une inductance à la résistance de charge ou d'intégration améliore la linéarité, mais on est limité à des fréquences pas trop élevées car l'impédance de la bobine devient trop grande.

c) *Charge à courant constant*

La linéarité d'une dent de scie est obtenue lorsque le condensateur C se charge à courant constant ; en effet :

$$V_c = \frac{q}{C} = \frac{1}{C}\int_0^t I\,dt, \qquad \text{soit :} \quad V_c = \frac{I}{C}t + V_0,$$

qui représente bien une fonction linéaire.

On utilise un transistor ordinaire ou à effet de champ, pour lesquels i_c est constant au-delà de la tension de déchet. (Exemples : *fig.* 22 et 27).

d) *Intégrateur à ampli. opérationnel* (*fig. 12* et *28*)

La linéarité est bonne car A_v et R_e sont grandes. Revoir à ce sujet l'étude de l'intégrateur Miller.

e) *Circuits de correction*

Ils sont généralement utilisés sur l'amplificateur qui suit le générateur de dents de dents de scie. On peut employer :

- la contre-réaction d'intensité par R_E (correction du haut de l'image en télévision) ;
- des bobines de correction (correction du bas de l'image en télévision) ;
- une varistance en parallèle sur la charge de l'amplificateur ;
- la courbure inverse de la caractéristique de transmission de l'amplificateur.

f) *Liaison RC* (*fig. 14*)

Lorsqu'une dent de scie est transmise du relaxateur à l'étage suivant, afin de ne pas diminuer la linéarité, il faut $R_u > 10\,R$ et $R_u C_L > 10\,T$ (T : période de la dent de scie).

g) *Bootstrap*

Principe (fig. 39) :

L'amplificateur sans inversion avec $A_v = 1$ donne une tension de sortie en phase avec la tension d'entrée. Le potentiel de sortie en S est ramené par un fort condensateur en D. Les potentiels en E et D variant de façon identique, la différence de potentiels aux bornes de R est constante.

La charge de C à travers R se fait à courant constant puisque la tension aux bornes de R est constante d'où une excellente linéarité du montage. La décharge de C se fait à travers l'interrupteur.

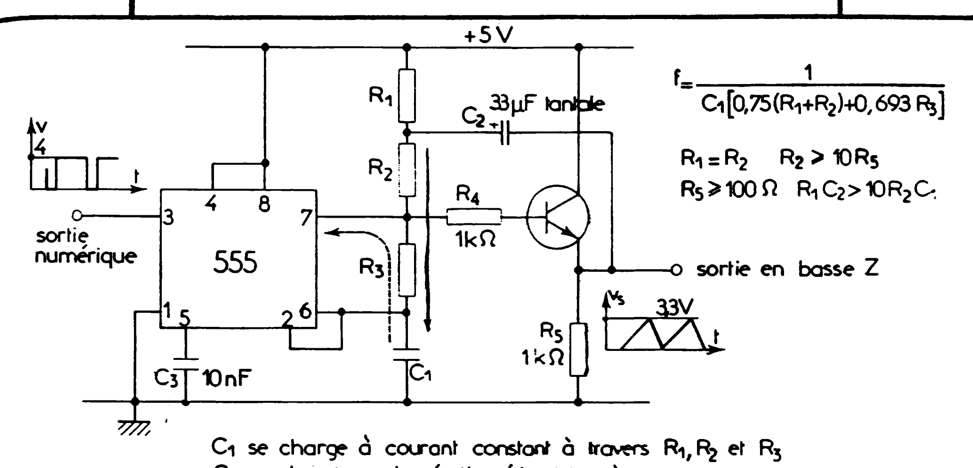
Réalisation pratique :

La figure 40 indique un montage avec transistor interrupteur. La diode D permet à la source d'alimentation de restituer en fin de décharge la petite quantité d'électricité perdue par C_l pendant la charge de C. Ce schéma à l'avantage de sortir le signal en basse impédance.

Sur la figure 41 l'interrupteur est un circuit intégré du type 555 fonctionnant en multivibrateur.

2° Rampe de courant

- Utiliser $V_{CC} > (r_L + \rho_{sat})I$ sur figure 29.
- Ajouter un enroulement de compensation (sur radar pour mesures précises).
- Employer une source de tension (ou de courant) trapézoïdale (*fig. 33*).
- Ajouter une contre-réaction telle que, R_E non découplée, sur le transistor T_3 (*fig. 33*).



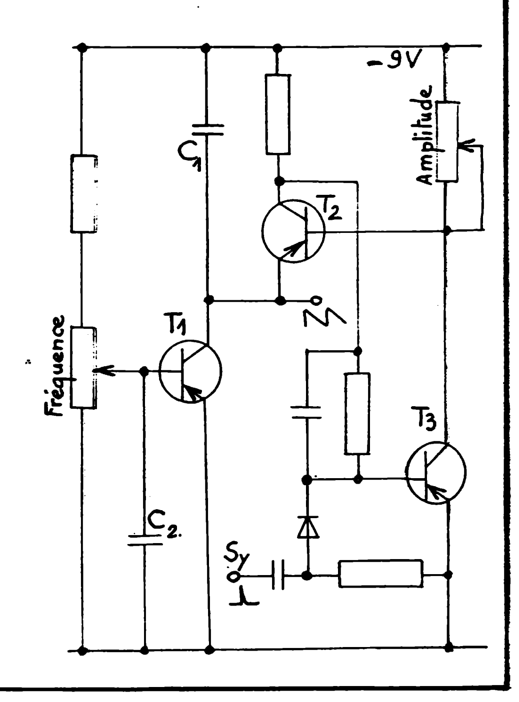
C_1 se charge à courant constant à travers R_1, R_2 et R_3
C_2 condensateur de réaction (bootstrap)
C_1 se décharge à travers l'un des transistors du multivibrateur inclus dans le circuit intégré.

Fig. 41 — Base de temps « bootstrap » 6 Hz à 50 kHz. Linéarité 1 %

Fig. 42 — Base de temps de Puckle

Le transistor T_1 charge C_1 à courant constant d'où bonne linéarité. Les transistors T_2 et T_3 constituent une bascule de décharge synchronisée par des impulsions positives appliquées sur la base de T_3. C_1 se charge quand T_2 est bloqué et se décharge à travers quand il est conducteur. La linéarité peut encore être améliorée en appliquant une réaction négative sur T_1 ou en le remplaçant par un transistor à effet de champ.

Nota : Voir d'autres applications au chapitre oscillographe



OSCILLOGRAPHE (1)
GÉNÉRALITÉS

I - ORGANISATION GÉNÉRALE *(fig. 1)*

Un oscillographe type comprend :

– Un tube cathodique (ou oscilloscope) à déviation électrostatique avec réglages de brillance, de concentration, de cadrage.

– Un amplificateur de déviation verticale (ampli V) avec atténuateur et réglage d'amplitude.

– Une base de temps permettant une déviation horizontale du spot proportionnelle au temps (générateurs de signaux en dents de scie).

– Un amplificateur de déviation horizontale (ampli H) avec réglage d'amplitude.

– Un commutateur permettant d'appliquer à l'amplificateur de déviation horizontale :

- soit une dent de scie provenant de la base de temps,
- soit une tension extérieure.

– Un commutateur de synchronisation permettant d'appliquer à la base de temps :

- soit une synchronisation provenant de l'amplificateur vertical,
- soit une synchronisation extérieure,
- soit une synchronisation à 50 Hz.

– Une alimentation.

II - UTILISATIONS

Une grandeur physique quelconque : température, vitesse, vibrations, quantité de lumière, etc., pouvant être facilement transformable en grandeur électrique au moyen de capteurs appropriés, l'oscillographe permettra d'observer le signal électrique dans les domaines les plus variés.

1° Mesure d'une grandeur unique

– Sans balayage horizontal.

2° Rapport entre une grandeur périodique et le temps

– Signal appliqué aux plaques de déviation verticale proportionnel à la grandeur à observer.

– Tension en dents de scie linéaires appliquée aux plaques de déviation horizontale.

– Fréquence des dents de scie égale à la fréquence du signal à observer, d'où synchronisation. Les signaux de synchronisation sont obtenus par dérivation d'une partie de la tension à observer. En absence de synchronisation, l'image se déplace le long de l'axe des temps.

3° Rapport entre une grandeur apériodique et le temps

a) *Le signal est connu en début et en durée*

– Régler la fréquence de la base de temps en conséquence.
Le déclenchement est automatique.

(1) Oscillographe : caractéristiques et essais – Norme C 42-700 (1959).
Le terme oscillographe est réservé de préférence à l'appareil.
Le terme oscilloscope est réservé de préférence au tube cathodique.

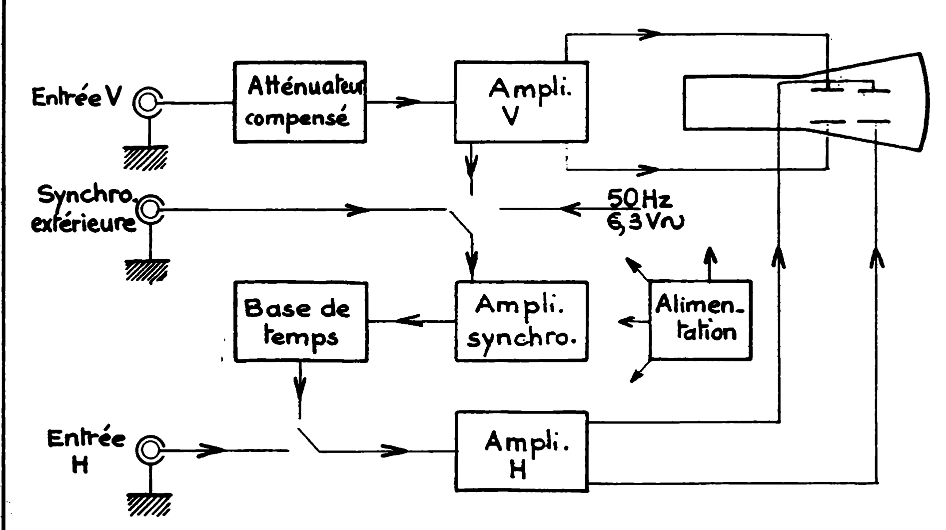


Fig. 1 — Organigramme d'un oscillographe type

b) *Le signal est inconnu*

On utilise le début du transitoire pour déclencher la base de temps. Un circuit de retard évite que le signal soit appliqué aux plaques verticales avant que la base de temps fonctionne.

4° Rapport de deux grandeurs quelconques

– Un signal est appliqué aux plaques de déviation horizontale.

– Un signal est appliqué aux plaques de déviation verticale.

Mesures du déphasage entre deux tensions, relevé de caractéristiques de transistors, etc.

5° Examen de deux (ou plusieurs) phénomènes simultanés

Chaque phénomène produit une trace sur l'écran. Les mouvements verticaux sont indépendants (deux amplificateurs distincts) et il n'y a qu'un seul balayage horizontal.

Deux solutions sont utilisées :

– Un tube oscilloscope spécial à deux faisceaux.

– Un commutateur électronique qui permet d'appliquer alternativement aux plaques de déviation verticale chaque signal.

La fréquence de découpage doit être suffisante pour que l'œil ne perçoive pas de discontinuité dans les phénomènes (tenir compte de la persistance d'écran).

III - TUBE A RAYON CATHODIQUE (TRC OU OSCILLOSCOPE) (*fig.* 2)

C'est un tube à vide comprenant les électrodes suivantes :

1° **Filament** : chauffage indirect 6,3 V alternatif.

2° **Cathode** : à oxydes de baryum et strontium.

3° **Electrode de modulation** (électrode de commande ou Wehnelt)

La valeur de la tension négative qui lui est appliquée par rapport à la cathode permet :

a) de modifier la *brillance* du spot ;

b) de supprimer la trace de retour en lui appliquant au moment opportun une tension suffisamment négative (1) ;

c) éventuellement de bloquer automatiquement le tube avec une tension suffisamment négative lorsque le signal n'est pas appliqué (évite la détérioration de l'écran) ;

d) éventuellement de commander automatiquement la brillance en fonction de la vitesse de déplacement du spot (uniformité de la trace utile pour enregistrement photographique) ;

e) au moyen d'impulsions ou d'un signal alternatif, d'obtenir des points brillants servant à réparer des intervalles de temps (*marquage*). Cette opération peut être aussi obtenue en agissant sur la cathode.

4° **Electrodes d'accélération**

Elles ont pour but d'accroître la vitesse des électrons du faisceau électronique (diminution de la divergence du faisceau). Les tubes peuvent comporter une, deux ou trois électrodes d'accélération, suivant les modèles. Elles sont portées à un potentiel dont la valeur est comprise entre 1 et 3 kV.

5° **Electrode de concentration**

Elle règle la convergence du faisceau d'électrons. En modifiant la tension qui lui est appliquée (200 à 700 V), on modifie la *finesse* du spot.

L'ensemble des électrodes précédentes s'appelle « canon électronique ».

6° **Electrodes (ou plaques) de déviation**

Nous les désignerons dans la suite du texte par plaques H ou plaques V, suivant qu'elles agissent sur la déviation horizontale ou verticale.

a) *Déviation asymétrique* (*fig.* 2)

Une plaque de chaque paire est réunie à la masse, la tension de déviation étant appliquée à une seule plaque. Le champ entre les deux plaques n'est pas symétrique. Ce montage produit de la distorsion en trapèze (2), du fait que la sensibilité de déviation n'est pas symétrique par rapport à l'axe.

Les constructeurs diminuent la distorsion en trapèze en utilisant des formes asymétriques pour les plaques de déviation.

Nota. – La HT + est à la masse pour l'alimentation du tube cathodique afin de réduire la tension de ronflement et de stabiliser le fonctionnement (exige un fort isolement du chauffage 6,3 V, et même un enroulement de chauffage particulier réuni à la cathode du tube cathodique). De plus, cela évite une différence de potentiel dangereuse entre la face avant du tube et le châssis.

(1) Sur les oscilloscopes modernes, ce sont les plaques d'effacement (blanking) qui servent à l'allumage du spot (V = 0). Si le potentiel de ces plaques devient négatif ($V \ll 0$), le faisceau ne peut passer ; il n'y a plus de balayage.

(2) Distorsion en trapèze : l'image est inscrite dans un trapèze au lieu d'un rectangle.

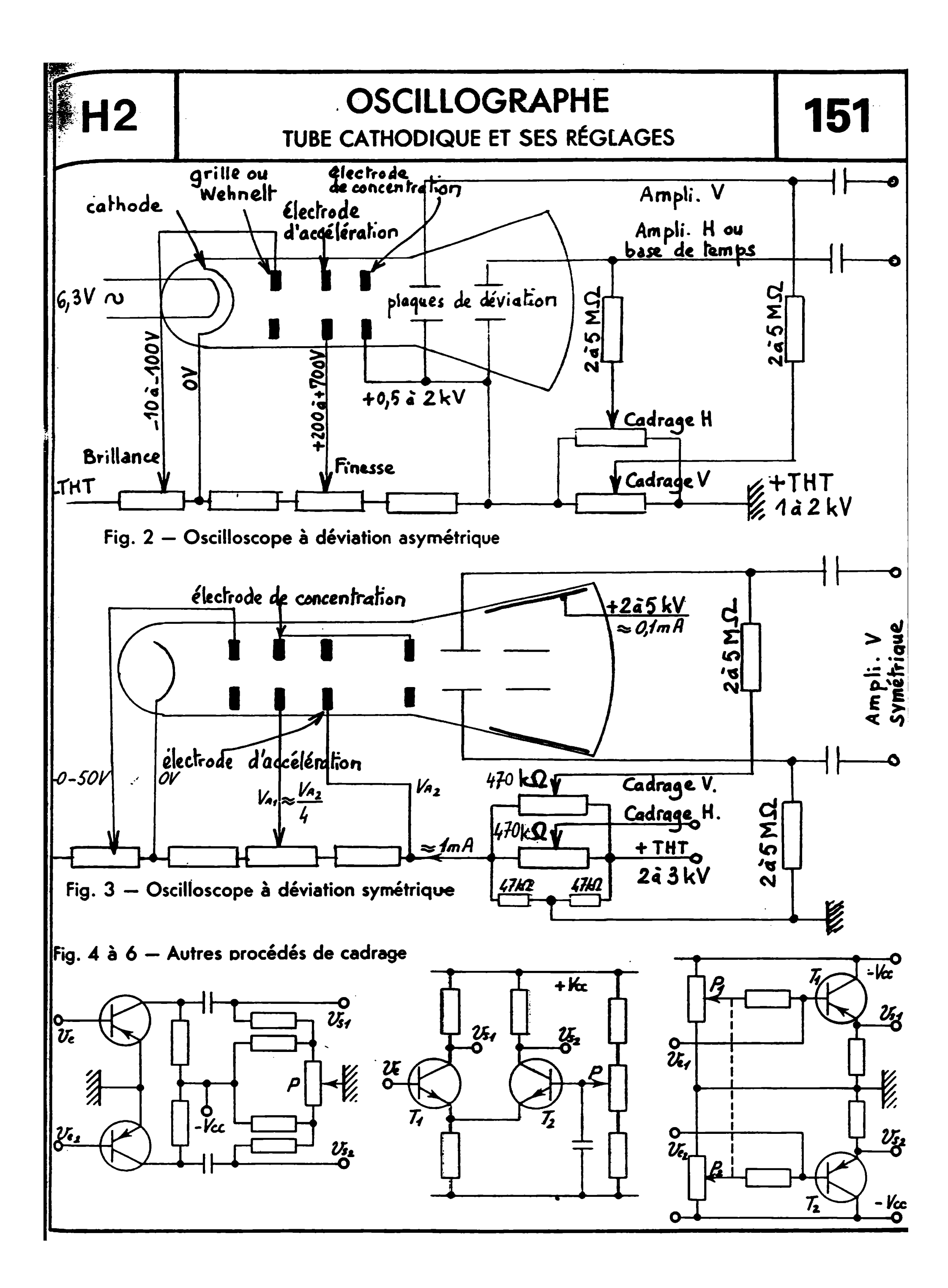


Fig. 2 — Oscilloscope à déviation asymétrique

Fig. 3 — Oscilloscope à déviation symétrique

Fig. 4 à 6 — Autres procédés de cadrage

b) *Déviation symétrique* (*fig. 3*)

Les potentiels sur les deux plaques V ou H sont égaux au signe près. Le montage est plus compliqué que le précédent, mais il n'y a plus de distorsion en trapèze. Pour une même déviation, la tension à appliquer sur chaque plaque est moitié moindre.

c) *Cadrage*

Les dispositifs adoptés doivent permettre, en agissant sur la dissymétrie des tensions continues appliquées à chacune des plaques V (ou H), de centrer l'image sur l'écran.

– *Attaque dissymétrique* (*fig. 2*)

La tension d'une plaque de déviation est rendue plus ou moins positive par rapport à celle de l'autre plaque.

– *Attaque symétrique, liaisons par C*

- Pont de résistance entre V_{CC} et masse (*fig. 4*) ou à partir de la THT (*fig. 3*).

– *Attaque symétrique, liaisons continues*

- Potentiomètre P agissant sur le point de repos du transistor T_2 d'un déphaseur de Schmitt (*fig. 5*).
- Potentiomètre P_1P_2 modifiant en sens inverse les tensions continues appliquées aux bases de T_1T_2 (*fig. 6*).

Le cadrage par modification des zones de fonctionnement des transistors ne doit pas créer de distorsion d'amplitude.

7° Electrode post-accélératrice

Elle est constituée par un revêtement interne en carbone colloïdal. On l'emploie sur les tubes à grand écran. La déviation avant accélération est plus facile ; elle permet une brillance plus grande et une divergence du faisceau plus faible (*fig. 3*, H2). On lui applique une tension positive de 2 à 5 kV, suivant les modèles. Actuellement, la post-accélération est appliquée près de l'écran, à l'extrémité d'une hélice conductrice (500 MΩ) en aquadag. L'autre extrémité est reliée à un potentiel variable peu élevé (< 200 V) ; on obtient ainsi un spot plus brillant et une trace mieux définie.

IV - ALIMENTATION

1° Transformateur

– Primaire : interrupteur, fusible, répartiteur (tensions nominales 127-220 V).

– Secondaires : chauffages, HT, THT.

2° Haute tension (HT + pour tubes électroniques) ou **basse tension** (BT + pour transistors)

Elle est obtenue par un redressement doubleur d'intensité à point milieu (*fig. 7* et *8*) ou en pont de Graëtz (*fig. 9*), suivi d'un filtre. Elle alimente la base de temps et les amplificateurs.

3° Très haute tension (THT –)

Elle alimente les électrodes du tube cathodique. L'enroulement de THT peut faire partie du transformateur principal ou bien d'un transformateur séparé spécial. On peut utiliser une diode THT (EY 51, EY 88) ou des redresseurs au silicium pour haute tension ; il est possible d'utiliser deux transformateurs standards et d'associer les enroulement de HT +.

Particularités des montages

a) Un redresseur monoalternance : solution peu onéreuse. L'enroulement THT ne débite que pendant une alternance, ce qui n'est pas gênant car le courant de l'ordre du milliampère est faible (*fig. 7*).

b) Un doubleur de tension Schenkel (*fig. 8*) ou Latour. L'enroulement THT débite pendant les deux alternances, diminuant l'influence des champs parasites du transformateur et moins de spires au secondaire. Quelquefois on utilise un tripleur de tension ou un quadrupleur (*fig. 9*), ce qui simplifie la construction du transformateur.

c) Filtre THT. La capacité d'entrée du filtre ne doit pas dépasser 0,5 µF. La résistance de filtrage peut être de valeur élevée, puisque le courant est très faible.

d) Convertisseur de tension : il est utilisé sur les oscillographes portables alimentés par batterie (*fig. 9*). L'oscillateur symétrique (5 à 10 kHz) placé au primaire permet de fournir au secondaire, grâce au transformateur élévateur, des signaux de forte amplitude qui sont ensuite redressés et filtrés.

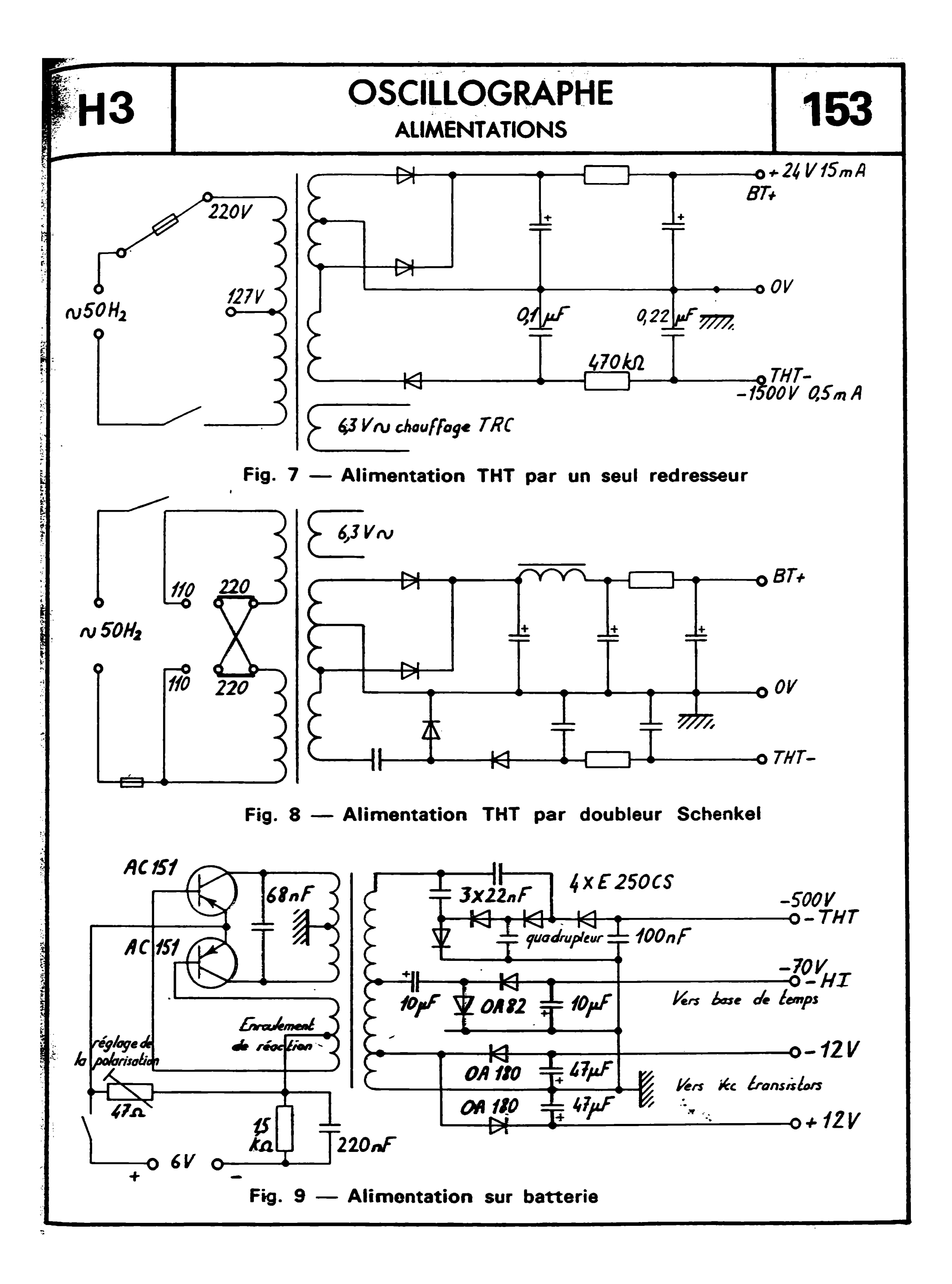


Fig. 7 — Alimentation THT par un seul redresseur

Fig. 8 — Alimentation THT par doubleur Schenkel

Fig. 9 — Alimentation sur batterie

V - BASES DE TEMPS

1° Généralités

a) *Balayage linéaire*

Le balayage horizontal (base de temps) est réalisé au moyen de signaux en dents de scie appliqués aux plaques H. La vitesse de balayage est comprise en général entre 5 s/cm et 0,05 µs/cm.

Avec les TRC de construction classique, on peut observer des signaux jusqu'à 8 MHz. Les bases de temps associées les plus utilisées sont dans l'ordre des vitesses croissantes de balayage.

– Base de temps à transistor unijonction (UJT) : $v \leqslant 1$ µs/cm.

– Base de temps à transistor ou bascule de décharge avec charge à courant constant ou encore intégrateur de Miller : $v \leqslant 0{,}1$ µs/cm.

– Base de temps bootstrap : $v \leqslant 0{,}05$ µs/cm. La réaction par capacité accélère le retour du spot, mais elle limite en basse fréquence. Ce défaut est supprimé avec les schémas utilisant une réaction en continu.

Jusqu'à 100 MHz on emploie des TRC spéciaux à plaques de déviation distribuées, et au-dessus jusqu'à 1000 MHz avec des TRC classiques le procédé par échantillonnage. La base de temps dans ce cas est un générateur de marches d'escalier dont chaque marche correspond à l'observation d'un échantillon de tension du signal vertical assurant ainsi son positionnement sur l'écran.

b) *Balayage circulaire*

Deux tensions sinusoïdales de fréquences et d'amplitudes identiques, mais déphasées de $\pi/2$, sont appliquées aux deux paires de déviation (*fig. 12*). On obtient une trace circulaire que l'on module au moyen du signal à observer (*fig. 13*).

c) *Balayage spirale*

L'amplitude de l'une des deux tensions est contrôlée avec une tension en dents de scie. La trace prend la forme d'une spirale et constitue une très longue échelle de temps. Pour que la spirale ne tourne pas, la période de la tension en dents de scie doit être un multiple entier de celle de la trace circulaire (*fig. 14*).

2° Base de temps relaxée (*fig. 10* et *15*)

La fréquence du balayage doit être égale (ou multiple) de la fréquence de la grandeur à observer (voir Synchronisation en H8), sinon l'image se déplacerait le long de l'axe des temps.

3° Base de temps déclenchée (*fig. 11*)

Le signal est connu en début et en durée : le déclenchement est automatique. C'est le système le plus utilisé à l'heure actuelle.

Le signal est inconnu : le déclenchement est provoqué par l'arrivée du signal. Lorsque le signal est très rapide il faut, au moyen d'une ligne à retard, retarder le signal dans l'ampli. V de façon que la base de temps se déclenche simultanément avec l'apparition du signal sur l'écran.

a) *Emploi d'une bascule monostable* (*fig. 16*)

L'impulsion qui doit provoquer le déclenchement sert à faire basculer la bascule monostable. Le signal négatif obtenu est envoyé sur le circuit de décharge (transistor), d'où blocage de ce circuit et charge du condensateur C à travers la résistance R. Au temps t_2, la bascule revient à son état stable, le transistor est débloqué et le condensateur C se décharge à travers le transistor.

La base déclenchée peut être rendue relaxée en agissant sur le potentiomètre de stabilité. La bascule monostable devient alors une bascule astable (multivibrateur). On utilise à cet effet une bascule à couplage d'émetteur (voir F6).

b) *Emploi d'une bascule de Schmitt* (trigger)

• *Fonctionnement en déclenché*

Le circuit de décharge (transistor) du condensateur C (*fig. 17*) est commandé par la bascule. Celle-ci est commandée par des impulsions ou une tension sinusoïdale. Le fonctionnement en déclenché est obtenu lorsque le seuil inférieur de la bascule est négatif. Le condensateur C se décharge sans que le «trigger» bascule et le système reste dans cet état jusqu'à ce qu'un signal négatif lui fasse franchir à nouveau le seuil inférieur, d'où basculement amorçant la recharge du condensateur.

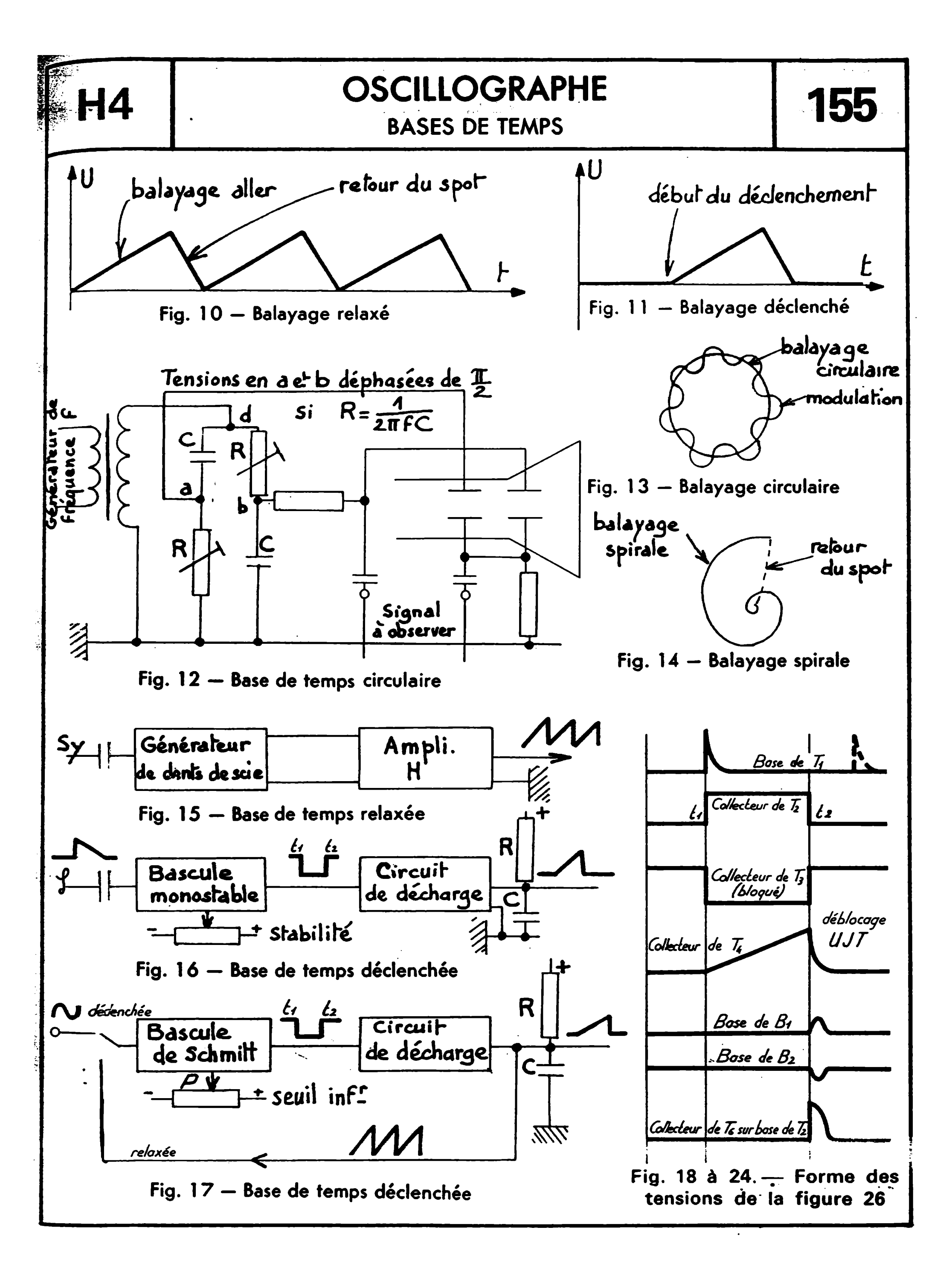


Fig. 10 — Balayage relaxé

Fig. 11 — Balayage déclenché

Fig. 12 — Base de temps circulaire

Fig. 13 — Balayage circulaire

Fig. 14 — Balayage spirale

Fig. 15 — Base de temps relaxée

Fig. 16 — Base de temps déclenchée

Fig. 17 — Base de temps déclenchée

Fig. 18 à 24. — Forme des tensions de la figure 26

• *Fonctionnement en relaxé*

Il faut rendre le seuil inférieur légèrement positif, auquel cas, un peu avant la fin de la décharge du condensateur C, le «trigger» commandé par la dent de scie rebascule et la charge du condensateur C recommence. Le seuil inférieur est réglé par le potentiomètre P (réglage de stabilité). La charge du condensateur C s'arrête toujours quand sa tension atteint le seuil supérieur (indépendant des valeurs de R et C).

c) *Emploi d'une bascule bistable Ecclès-Jordan*

• *Fig. 25 - Transistors de charge et de décharge*

T_1 et T_2 constituent une bascule bistable Ecclès-Jordan. Au repos T_1 conduit, T_2 est bloqué, la porte T_3 conduit et C est déchargé. A l'arrivée d'une impulsion positive de déclenchement, T_1 se bloque, T_2 conduit, T_3 se bloque et C se charge à courant constant à travers T_4. La charge se poursuit jusqu'à ce que la diode D_2 se débloque. L'impulsion négative rend T_1 à nouveau conducteur, les états de T_2 et T_3 s'inversent, C se décharge, replaçant le montage dans les conditions initiales jusqu'à l'arrivée d'une nouvelle impulsion.

Il y a autant de condensateurs C commutables que de gammes. La vitesse de charge de C est réglée en continu au moyen de la résistance R.

• *Fig. 26 - Transistor de charge et UJT de décharge*

La bascule bistable à l'état initial est telle que T_2 bloqué (base reliée à + 6 V) et T_1 conducteur. Une impulsion positive sur la base de T_1 inverse l'état de la bascule, T_3 se bloque rendant T_4 conducteur.

Le condensateur C se charge à courant constant à travers T_4. La charge se poursuit jusqu'à ce que la tension aux bornes de C atteigne le seuil de déblocage du transistor unijonction. C se décharge alors rapidement à travers T_5. A ce moment apparaît une impulsion négative sur la base B_2 de T_5, amplifiée et inversée par T_6. L'impulsion positive obtenue, appliquée sur la base de T_2, ramène l'Ecclès-Jordan dans sa position initiale. Cette position est conservée jusqu'à l'arrivée d'une nouvelle impulsion.

– Toute impulsion parvenant à l'entrée en cours de cycle ne peut provoquer de basculement. La diode D_2 est polarisée en inverse pour les impulsions négatives.

– P_1 permet de régler le courant de charge de C, c'est-à-dire la vitesse de charge.

– La base de temps est précédée d'une bascule de Schmitt qui transforme un signal quelconque provenant de l'ampli. V en un signal rectangulaire qui est ensuite différencié pour obtenir les impulsions de déclenchement.

– La forme des signaux obtenue aux différents points du montage est donnée aux figures 18 à 24.

d) *Emploi de l'enregistrement photographique*

Le balayage horizontal est remplacé par le déplacement à vitesse constante d'un film devant l'écran. Le déplacement du film peut être déclenché. Cette méthode est souvent préférable.

Nota : Les schémas ci-contre utilisent des transistors PNP. Il est facile de les moderniser en les remplaçants par des transistors NPN ou encore mieux par des bascules à circuits intégrés.

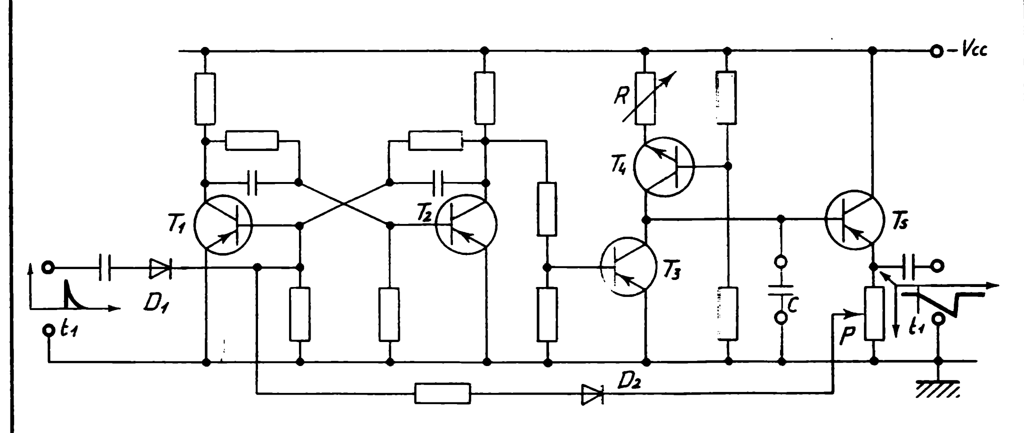


Fig. 25 — Base de temps à Ecclès-Jordan, transistors de charge et décharge

$T_1 = T_2 = T_3 = T_6 = 2N525$
$T_4 = BCY12$
$T_5 = 2N1671A$

-15V

Signal de déclenchement provenant d'une bascule de Schmitt

C 2,2nF à 22µF (9 Valeurs)

commande de fin de balayage

0V

+6V

Fig. 26 — Base de temps à Ecclès-Jordan transistor de charge et UJT de décharge

VI - AMPLIFICATEUR DE DÉVIATION VERTICALE (Y)

1° Généralités

La sensibilité des oscilloscopes actuels est comprise en général entre 30 V/cm et 3 V/cm. L'emploi des transistors alimentés sous des tensions plus faibles que les tubes électroniques nécessite des TRC à forte sensibilité.

Le schéma fonctionnel de l'amplificateur est donné à la figure 27. Le signal à observer entre directement dans l'oscillographe, ou par l'intermédiaire d'une sonde active ou passive. Il traverse l'atténuateur, dont le rôle est de ramener les signaux d'entrée à une amplitude convenable avant amplification. Le préamplificateur doit délivrer en sortie une tension de quelques volts suffisante pour commander l'étage amplificateur de sortie.

Sur tous les oscillographes de qualité, on adopte les montages symétriques car ils permettent, pour une même déviation, d'appliquer une tension moitié moindre et ils sont peu sensibles aux variations de température ou de tension d'alimentation qui se compensent mutuellement par symétrie.

Afin de ne pas perturber la mesure, l'amplificateur doit avoir une impédance d'entrée élevée, d'où l'emploi d'un transistor à effet de champ (ou d'un tube électronique).

L'amplificateur est à large bande (*ampli. vidéo*) et en général doit laisser passer le continu nécessitant l'emploi de liaisons directes.

Il comporte en outre les réglages suivants :

– *Equilibrage* : il permet d'observer un signal ayant une composante continue élevée par rapport au signal alternatif.

– *Cadrage* : voir les solutions utilisées en H2.

– *Gain* : il permet de régler l'amplification en fonction de l'amplitude du signal.

– Eventuellement une *ligne à retard* (0,4 à 0,8 µs au moyen de circuits *LC*), afin qu'aux vitesses élevées le signal à visualiser parvienne aux plaques de déviation après que la base de temps ait été déclenchée.

Ces amplificateurs convenablement étudiés permettent d'atteindre, avec les circuits de compensation étudiés ci-après, 10 à 20 MHz.

2° Elargissement de la bande passante (revoir B11 et B12)

a) *Compensation aux fréquences basses*

• Augmenter la capacité de liaison autant que faire se peut (environ 0,1 µF) sur oscillographes BF de bas prix de revient.

• Adopter des liaisons directes permettant par ailleurs de passer une composante continue (*fig. 34*).

• Placer une capacité en parallèle sur une partie de la charge. La réactance du condensateur *C* augmente pour les basses fréquences, augmentant la charge réelle à ces fréquences.

b) *Compensation aux fréquences élevées*

• Compensation shunt (*fig. 28*). L'impédance de charge augmente si la fréquence augmente, car $L\omega$ augmente et compense la diminution de gain introduite par les capacités parasites en parallèle sur la charge. La résonance est atténuée éventuellement par une résistance.

• Compensation série *(fig. 30 et 31)*. L'inductance associée aux capacités parasites provoque une résonance à f_0, augmentant l'amplification à cette fréquence. La résistance *R* amortit la pointe de résonance.

• Compensation mixte. La combinaison des deux systèmes précédents donne d'excellents résultats (*fig. 29*).

• Utiliser une CR sélective, par exemple une réaction d'intensité, en shuntant la résistance d'émetteur par un condensateur de faible valeur (220 pF sur figure 29).

• Utiliser des transistors montés CC. L'influence des capacités parasites en parallèle sur la faible résistance de sortie est rendue négligeable.

• Pour les transistors montés EC, diminuer pour la même raison la valeur de la charge et compenser la diminution de gain par l'emploi de transistors à forte pente.

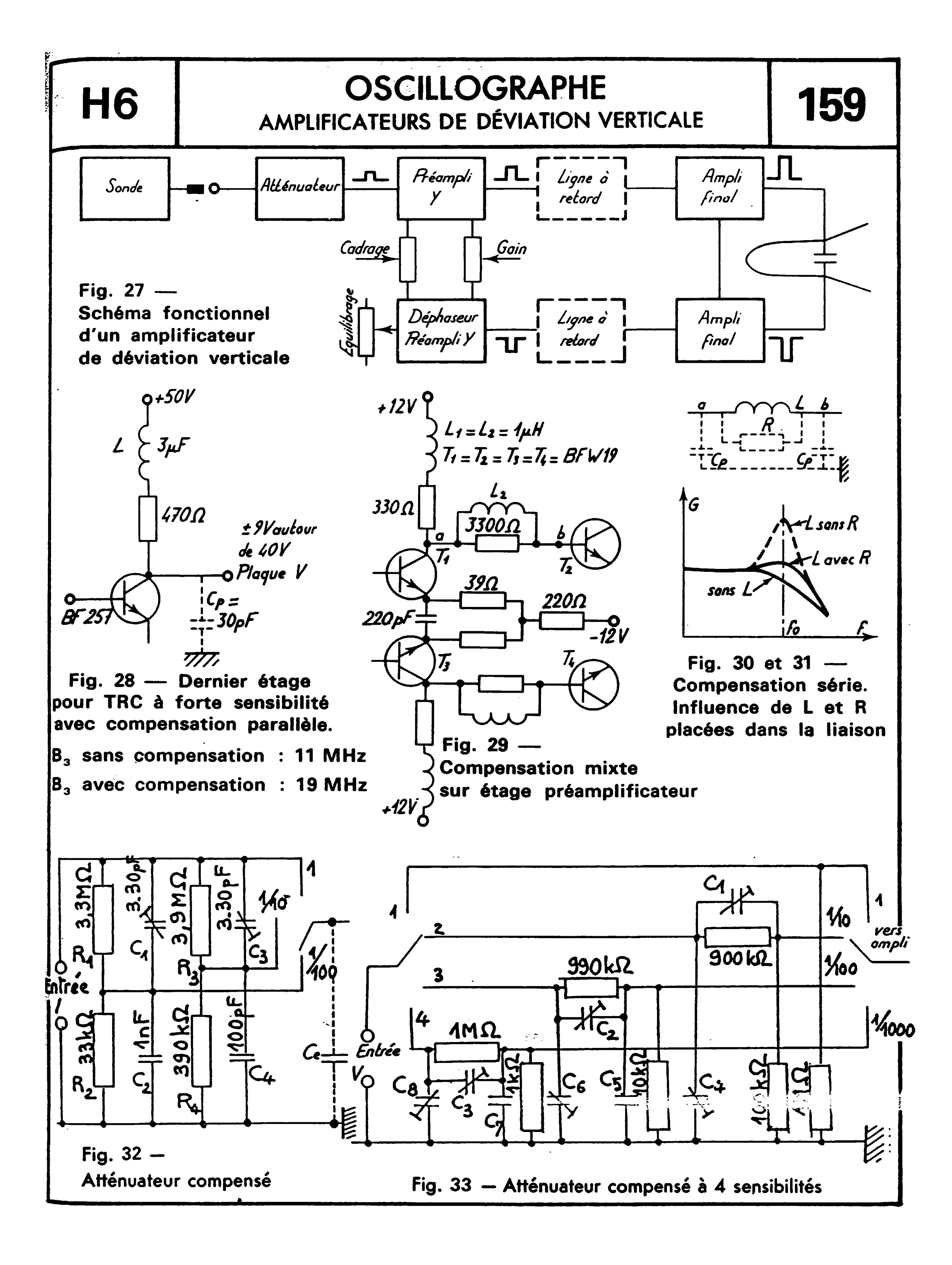


Fig. 27 — Schéma fonctionnel d'un amplificateur de déviation verticale

Fig. 28 — Dernier étage pour TRC à forte sensibilité avec compensation parallèle.

B_3 sans compensation : 11 MHz

B_3 avec compensation : 19 MHz

Fig. 29 — Compensation mixte sur étage préamplificateur

Fig. 30 et 31 — Compensation série. Influence de L et R placées dans la liaison

Fig. 32 — Atténuateur compensé

Fig. 33 — Atténuateur compensé à 4 sensibilités

3° Atténuateurs d'entrée

a) *Principe*

La valeur de la tension à étudier, appliquée à l'entrée, pouvant varier entre des limites éloignées (1 à 1000), l'atténuateur a pour but de prélever tout ou fraction de la tension, suivant qu'elle est faible ou élevée. Une tension trop élevée appliquée à l'amplificateur provoquerait sa saturation.

● Il doit permettre un étalonnage précis de la sensibilité, d'où l'emploi d'un commutateur à plusieurs positions avec des résistances à haute stabilité (un potentiomètre ne permet pas un étalonnage précis).

● Il doit avoir une forte résistance d'entrée pour que l'énergie prélevée à la source soit faible ($R > 1\ M\Omega$) afin de réduire la distorsion.

● Il doit être apériodique. Pour chaque position du commutateur, la sensibilité doit rester constante sur toutes les gammes de fréquences. La capacité d'entrée de l'amplificateur n'est pas négligeable aux fréquences élevées et la diminution de sensibilité qui en résulte à ces fréquences doit être compensée (atténuateur compensé), ceci d'autant plus que l'impédance mise en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur est plus faible.

b) *Exemples*

Fig. 32 - Atténuateur à trois sensibilités, compensé.

En réglant convenablement les capacités ajustables, on obtient un diviseur de tension résistif et capacitif indépendant de la fréquence dans la limite de la bande de fréquences amplifiées par l'appareil. L'atténuation est indépendante de la fréquence si les constantes de temps des échelons sont égales :

$$C_1R_1 = C'_2R_2 \quad \text{et} \quad C_3R_3 = C'_4R_4.$$

Le réglage se fait au moyen des capacités C_1 et C_3 ajustables. Si C_1 et C_3 sont trop faibles, les fréquences élevées sont mal transmises (et inversement). Tenir compte que C_2 et C_4 sont shuntées par la capacité d'entrée du transistor (quelques pF) :

$$C'_2 = C_2 + C_e \quad \text{et} \quad C'_4 = C_4 + C_e.$$

On règle en appliquant à l'entrée un signal carré. Si la compensation est exacte, sa forme n'est pas modifiée à la sortie de l'atténuateur, sinon on constate une légère intégration ou dérivation, que l'on supprime en agissant sur les condensateurs ajustables.

Fig. 33 - Atténuateur de haute qualité à quatre sensibilités et deux commutateurs.

● C_1 C_2 C_3 rendent l'atténuation apériodique sur différentes positions.

● C_5 C_7 ont pour but de rendre l'atténuation apériodique sur les positions 3 et 4. Ils augmentent la capacité d'entrée de l'amplificateur, sinon l'atténuation apériodique par les condensateurs C_2 C_3 serait irréalisable, leurs valeurs étant trop faibles.

● C_4 C_6 C_8 donnent une capacité d'entrée de l'atténuateur égale sur toutes les gammes.

4° Application : *figure 34*

Cet amplificateur de déviation verticale comprend :

– un interrupteur continu - alternatif (S_1) ;

– un commutateur à 11 positions (S_2) ; deux seulement sont représentées ;

– un étage d'entrée à haute impédance (TEC canal N) ;

– un transistor d'adaptation (BSX 38) et son symétrique dont le rôle est d'équilibrer les deux voies (P_1) et de mettre la base du BFY 86 à la masse en alternatif ;

– un déphaseur de Schmitt (BFY 86) ;

– un étage intermédiaire adaptateur d'impédances (BSX 38) avec réglage du cadrage (P_2 et P_3) ;

– un étage de sortie symétrique à basse impédance (BF 114).

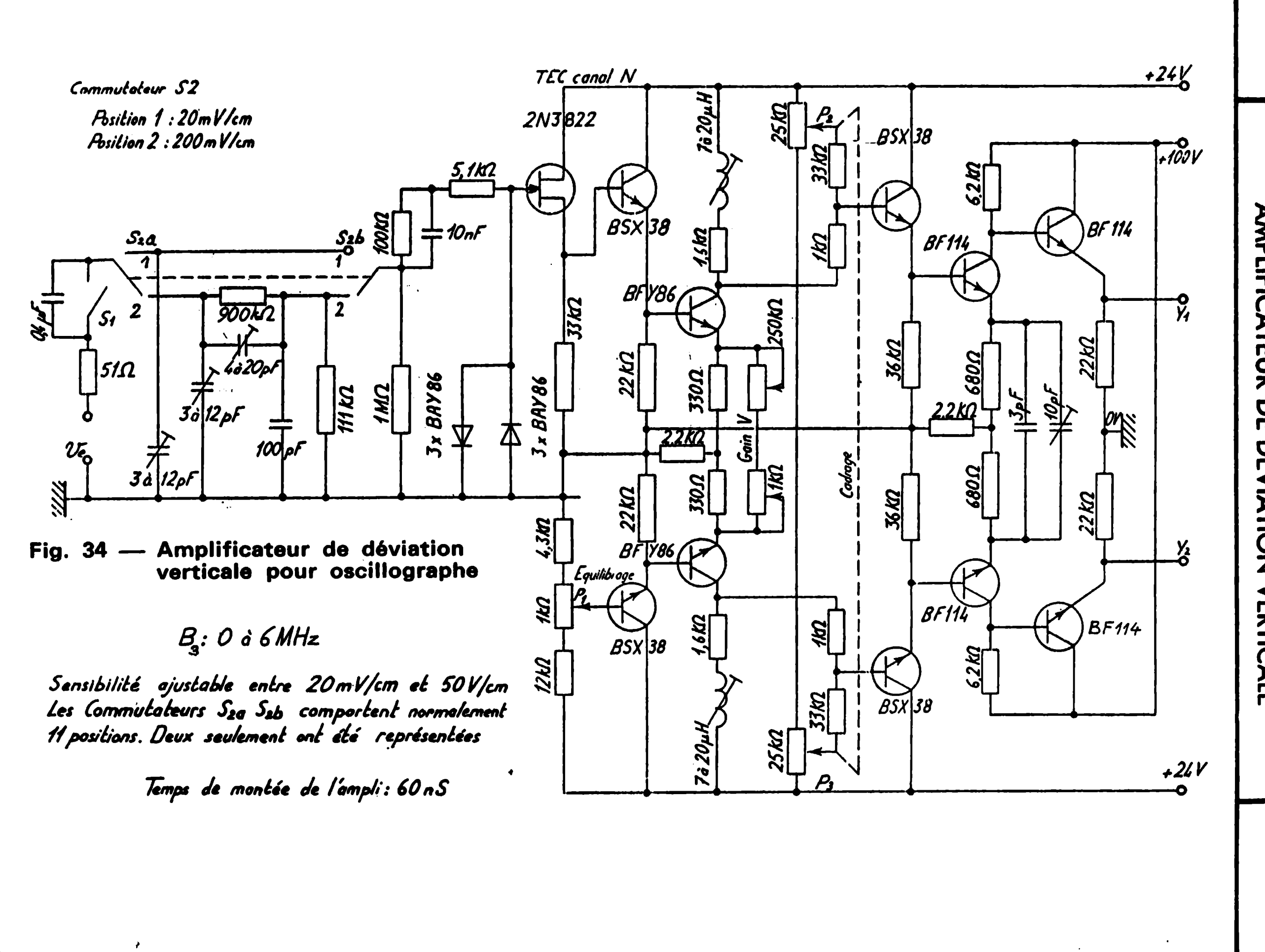


Fig. 34 — Amplificateur de déviation verticale pour oscillographe

B_3 : 0 à 6 MHz

Sensibilité ajustable entre 20 mV/cm et 50 V/cm
Les Commutateurs S_{2a} S_{2b} comportent normalement 11 positions. Deux seulement ont été représentées

Temps de montée de l'ampli : 60 nS

VII - SYNCHRONISATION

1° Base de temps relaxée

Sur des oscillographes simples on peut attaquer directement par exemple le multivibrateur du générateur de dents de scie par le signal de synchronisation, mais l'amplitude du signal de synchronisation n'étant pas constante, on est obligé de modifier les réglages de la base de temps et les images observées manquent de stabilité. L'amélioration consiste à disposer à l'entrée de la base de temps de signaux d'amplitude et de forme constante. Les circuits comportent (*fig. 35*) :

a) *Sélecteur de synchronisation*

Il permet de synchroniser à partir du signal vertical à observer (sy. int.) ou d'une source externe (sy. ext.) ou du secteur à partir de l'alimentation (∼50 Hz). Cette dernière solution est utilisée pour des mesures de phase ou de fréquences.

b) *Amplificateur de synchronisation* (facultatif)

c) *Inverseur de polarité* (facultatif)

Il permet de déclencher la bascule quelle que soit la polarité du signal d'entrée. L'inverseur est réalisé au moyen d'un transistor à charge répartie (entrée sur base, une sortie sur le collecteur, l'autre sur l'émetteur) ou d'un déphaseur de Schmitt.

d) *Bascule de Schmitt*

e) *Dérivateur*

f) *Ecréteur*

g) *Générateur de dents de scie*, par exemple à transistor de charge et multivibrateur de décharge

Les tops de synchronisation obtenus après écrêtage sont appliqués à la base d'un des deux transistors du multivibrateur. Le principe de fonctionnement est donné aux figures 36 à 39. La fréquence de balayage est un sous-multiple de la fréquence du signal à examiner. Le signal de synchronisation **commande le retour.** Il est nécessaire de retoucher constamment le réglage quand la fréquence du signal observé varie de part et d'autre du réglage initial. On prévoit généralement un circuit **d'effacement de la trace de retour** (voir en H9).

2° Base de temps déclenchée

C'est la solution la plus utilisée. Chaque balayage démarre indépendamment du précédent. Dans ce cas, le signal de déclenchement **commande l'aller** (*fig. 40 à 42*). Les circuits (*fig. 43*) sont conformes à ceux examinés pour la base relaxée. En agissant sur le seuil convenable de la bascule de Schmitt, on peut déplacer des impulsions positives et déclencher le balayage en un point quelconque du signal à observer (*fig. 44* et *45*).

A noter qu'en l'absence de top de déclenchement, le Wehnelt négatif bloque l'émission cathodique de l'oscilloscope. Il est nécessaire d'envoyer un signal positif d'**allumage du balayage** sur le Wehnelt (voir en H9).

VIII - LOUPE ÉLECTRONIQUE

L'effet de loupe électronique ou expansion du balayage horizontal permet d'étaler sur l'écran une partie du signal à observer. On l'obtient en appliquant à l'entrée de l'ampli. *H* une dent de scie de grande amplitude qui est écrêtée par blocage et saturation (*fig. 46* et *47*). De t_1 à t'_1 le spot est en attente à gauche de l'écran, et de t'_2 à t_2 en attente à droite. On peut déplacer l'intervalle $t'_1 t'_2$ en modifiant la symétrie de l'écrêtage.

IX - MARQUAGE DU TEMPS

Le marquage ou calibrage du temps permet la mesure de la fréquence ou de la vitesse du phénomène à observer. Les différents procédés sont les suivants :

a) Echelle graduée sur l'écran avec une base de temps étalonnée. La mesure est précise à condition d'avoir un ampli. *H* à gain constant et une excellente linéarité.

b) Pips de marquage sur vobulateur.

c) Modulation d'intensité du faisceau par signal appliqué au Wehnelt et provenant soit d'un multivibrateur (limité à 10 MHz), soit d'un oscillateur à déclenchement jusqu'à une centaine de MHz (*fig. 48* et *49*).

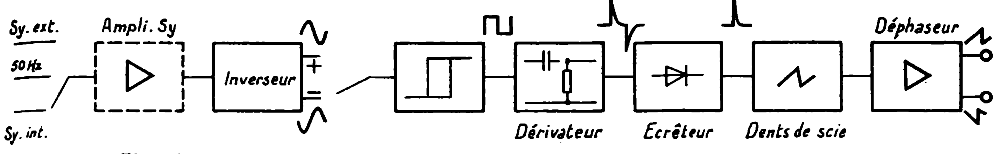


Fig. 35 — Schéma synoptique des étages de synchronisation d'une base de temps relaxée

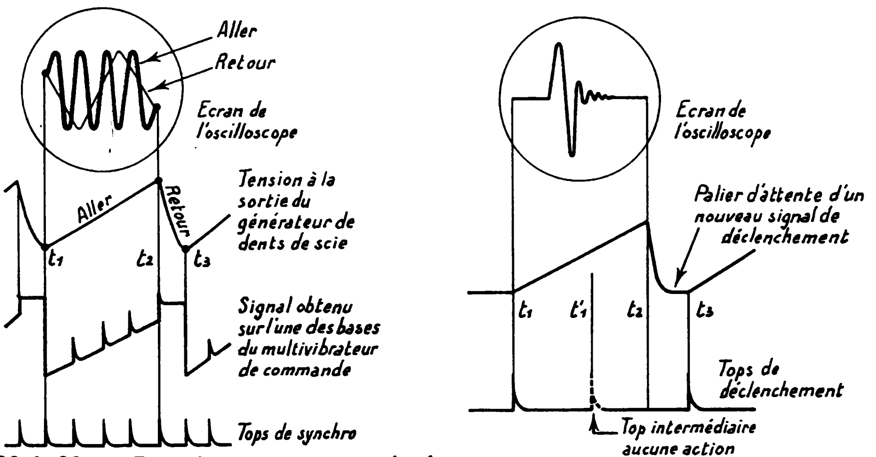


Fig. 36 à 39 — Fonctionnement en relaxé avec observation d'un signal sinusoïdal

Fig. 40 à 42 — Fonctionnement en déclenché avec un signal de forme quelconque

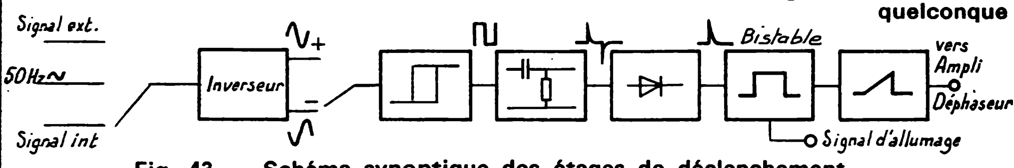


Fig. 43 — Schéma synoptique des étages de déclenchement d'une base de temps déclenchée

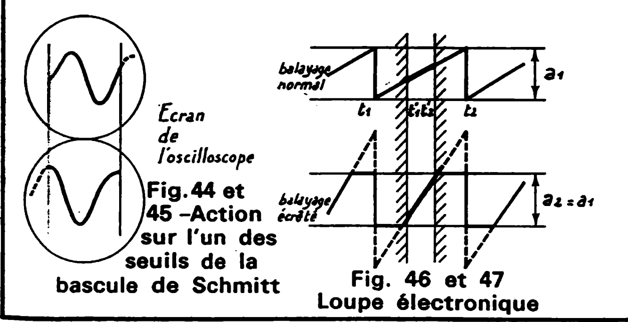


Fig. 44 et 45 – Action sur l'un des seuils de la bascule de Schmitt

Fig. 46 et 47 Loupe électronique

Fig. 48 et 49 Marquage du temps

X - EXTINCTION DE LA TRACE DE RETOUR (blanking)

Elle est utilisée avec les bases de temps relaxées.

a) Aux basses fréquences, la durée du retour est de 1 à 5% de celle de l'aller. La trace de retour,peu visible, n'est pas supprimée sur les oscilloscopes simples.

b) Aux hautes fréquences, il n'en est pas de même et elle doit être supprimée par le procédé suivant : on applique sur le Wehnelt une impulsion négative pendant le retour (*fig. 50*). Cette impulsion est obtenue par dérivation du signal en dents de scie à travers le circuit CR (*fig. 51* et *52*). $\mathcal{T} \ll T$ dent de scie, soit $\mathcal{T} = T/10$.

XI - ALLUMAGE DU SPOT A L'ALLER (clamping)

Il est utilisé avec les bases de temps déclenchées.

On applique un créneau positif pendant l'aller du balayage sur le Wehnelt. Ce créneau est prélevé sur la bascule Ecclès-Jordan de commande du générateur de dents de scie (*fig. 43*). Il est nécessaire d'amplifier le créneau pour avoir un niveau suffisant.

Un autre procédé ne nécessitant pas d'amplificateur consiste à restituer une composante continue après dérivation au moyen du circuit de la figure 53. La forme des signaux est donnée aux figures 54 et 55. Le condensateur C des figures 50 et 53 doit avoir un fort isolement (isolement des étages précédant le point A et de la THT).

XII - AMPLIFICATEUR DE DÉVIATION HORIZONTALE

Dans beaucoup de montages, il est nécessaire d'amplifier le signal en dents de scie fourni par la base de temps ou d'amplifier un signal extérieur appliqué aux plaques de déviation horizontales. Il est suivi d'un étage déphaseur pour l'attaque symétrique des plaques. Ce doit être un amplificateur à large bande qui n'entraîne pas de distorsion de déphasage sur les harmoniques.

Pour les bases de temps relaxées, les liaisons peuvent être du type RC. Pour les bases de temps déclenchées, on utilise des liaisons directes de façon à pouvoir transmettre la composante continue qui maintient en période d'attente le spot à gauche de l'écran.

XIII - DISPOSITIFS ANNEXES

1° Commutateur électronique

a) *But*

Pour observer simultanément deux signaux sur le même écran, on peut utiliser, par exemple, un tube à deux canons à partir de deux voies complètement séparées, mais cette construction est onéreuse. Pour obtenir le même résultat, on peut employer un commutateur électronique qui laisse passer vers les plaques de déviation verticales, alternativement, chaque signal à une fréquence suffisante (tenir compte de la persistance rétinienne et de la persistance d'écran : $f > 10$ Hz).

b) *Fonctionnement en découpé*

Le commutateur est un multivibrateur dont les signaux rectangulaires bloquent tantôt un amplificateur, tantôt l'autre (*fig. 56*). La fréquence de découpage est nettement supérieure à la fréquence de balayage (ou très inférieure si la fréquence de balayage est très grande). Le principe d'une image découpée est montré à la figure 57.

Le découpage n'est pas visible, car à chaque balayage il n'occupe pas la même position, mais l'espace intertraces est illuminé par le passage du spot.

Avantage : si la fréquence de balayage est très faible, c'est la seule méthode utilisable.

Inconvénients : il faut un excellent amplificateur de déviation verticale qui transmette bien les signaux rectangulaires. La synchronisation ne doit pas, d'autre part, être entraînée par les fronts raides du découpage.

Application : figure 59.

Le multivibrateur (transistors $T_1 T_2$) bloque alternativement les transistors de commutation T_3 T_4. Quand T_3 est conducteur, l'entrée 1 est court-circuitée par ce transistor, aucun signal n'apparaît en sortie. Quand T_3 est bloqué, le signal apparaît en v_s et réciproquement pour T_4. La fréquence maximale du multivibrateur est ici de 30 kHz environ, celle de transmission du signal de l'ordre de 100 kHz.

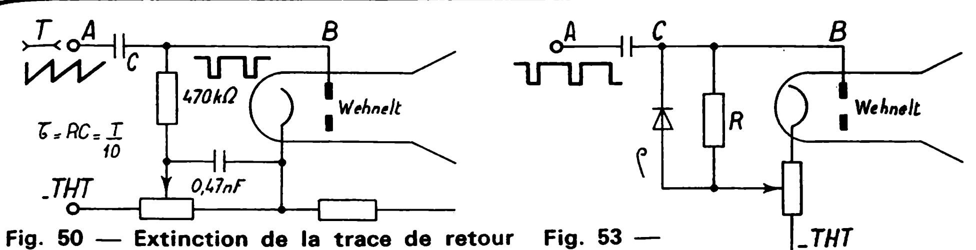


Fig. 50 — Extinction de la trace de retour

Fig. 53 — Restitution d'une composante continue

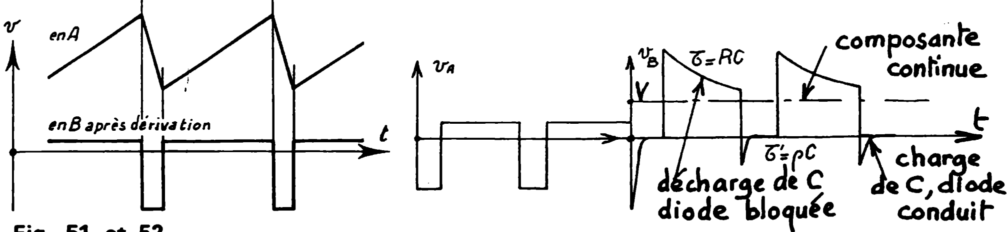


Fig. 51 et 52 — Forme des signaux en A et B

Fig. 54 et 55 — Forme des signaux en A et B

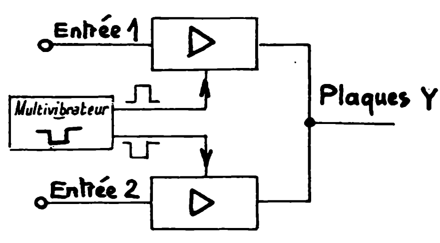


Fig. 56 — Fonctionnement en découpé

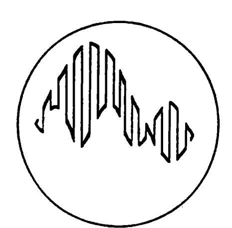


Fig. 57 — Images découpées

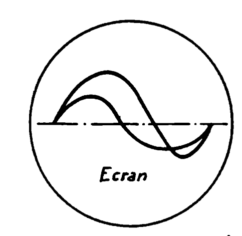


Fig. 58 — Images alternées

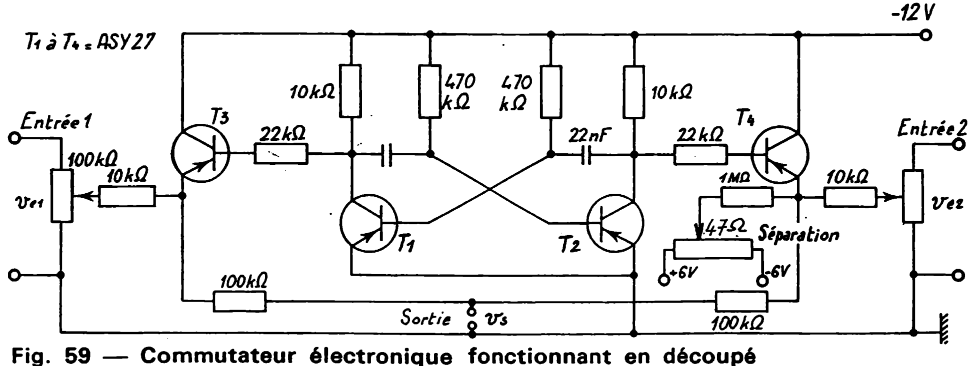


Fig. 59 — Commutateur électronique fonctionnant en découpé

1° Commutateur électronique *(suite)*

c) *Fonctionnement en alterné*

Le blocage alterné de chacune des voies est obtenu par une bascule bistable du type Ecclès-Jordan remplaçant le multivibrateur de la figure 56. La bascule est synchronisée à la fréquence de balayage. On obtient des images du type indiqué à la figure 58. La fréquence de commutation est alors moitié de celle du balayage.

Avantages : les traces sont plus nettes, le rideau lumineux n'existe plus.

Inconvénient : les signaux sont analysés une fois sur deux. Les phénomènes se produisant pendant cet intervalle échappent à l'observation.

Application : figure 60.

T_1 T_2 : bascule de Schmitt transformant les dents de scie en signal rectangulaire.

RC : circuit différentiateur.

D_1 : écrétage des impulsions positives.

T_3 : ampli. inverseur des impulsions négatives.

T_4 T_5 : bascule bistable donnant des signaux carrés de fréquence moitié de celle des dents de scie.

T_6 T_7 : transistors interrupteurs bloqués alternativement par les signaux précédents.

D_4 D_5 : diodes bloquant alternativement les signaux de la voie 1 ou de la voie 2.

T_9 T_{11} et T_8 T_{10} : «Darlington» adaptateurs d'impédances.

P_1 : permet de modifier les potentiels continus appliqués aux bases de T_{10} T_{11} en sens inverse, donc de séparer verticalement les deux traces sur l'écran.

Les entrées 1 et 2 sont précédées de deux atténuateurs compensés.

2° Sondes

Les sondes servent à réunir le circuit d'où provient le signal à observer et l'entrée de l'oscillographe. Elles doivent perturber le moins possible le circuit et donc présenter l'impédance la plus élevée possible.

a) *Sonde transformateur d'impédances*

En HF, pour réduire les pertes dues aux capacités parasites des liaisons, on utilise une sonde abaissant l'impédance (transistor à charge d'émetteur) et une liaison en basse impédance. Les avantages sont l'utilisation d'un fil de sonde très long avec impédance d'entrée très élevée (plusieurs MΩ et 4 pF), ce qui fait à 100 MHz une impédance de 400 Ω.

Une sonde à forte impédance d'entrée (transistor à effet de champ) est représentée à la figure 61.

b) *Sonde réductrice ou sonde à faible capacité (fig. 62)*

Les résistances R et C sont choisies en relation avec $(C_e + C_c)$ et R_e, comme pour l'atténuateur compensé de l'ampli. V.

R_e : résistance d'entrée de l'oscillographe.

C_e : capacité d'entrée de l'oscillographe.

C_c : somme des capacités réparties le long du câble.

Si $R = 10\ M\Omega$ et $R_e = 1\ M\Omega$, le rapport des réactances de C et $(C_e + C_c)$ devra être aussi de 10.

Avantages : réduction des capacités parasites et augmentation de l'impédance d'entrée. La capacité C, beaucoup plus faible que la capacité d'entrée de l'oscillographe, ne perturbe pas les mesures effectuées aux bornes de circuits à haute impédance.

c) *Sonde détectrice (fig. 63)*

Elle permet, après détection par une diode au Ge (OA85), ou au Si (BA114), d'examiner la forme des signaux de modulation d'une onde haute fréquence.

3° Calibreur d'amplitude

Sur oscilloscopes de haute qualité, on dispose de signaux de marquage étalonnés en tension sur l'axe des ordonnées. Ces tensions sont obtenues par écrêtage à deux diodes (ou diodes Zener) de la tension d'alimentation ou de la tension délivrée par un générateur de tensions rectangulaires.

Fig. 60 — Commutateur électronique fonctionnant en alterné

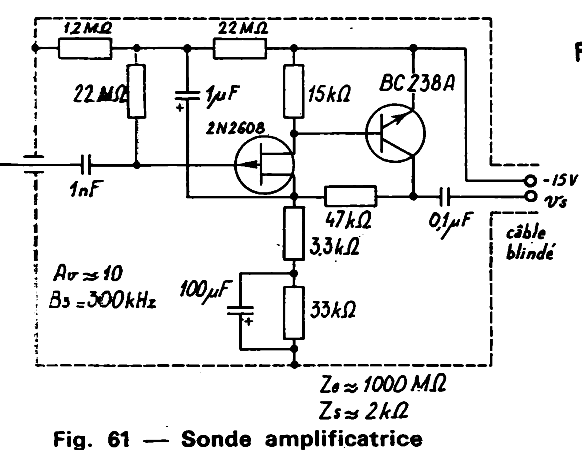


Fig. 61 — Sonde amplificatrice

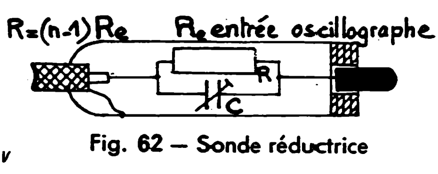


Fig. 62 — Sonde réductrice

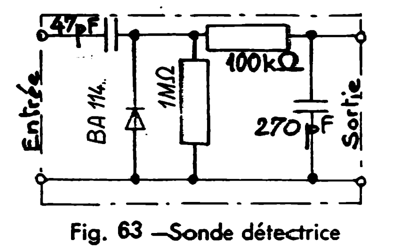
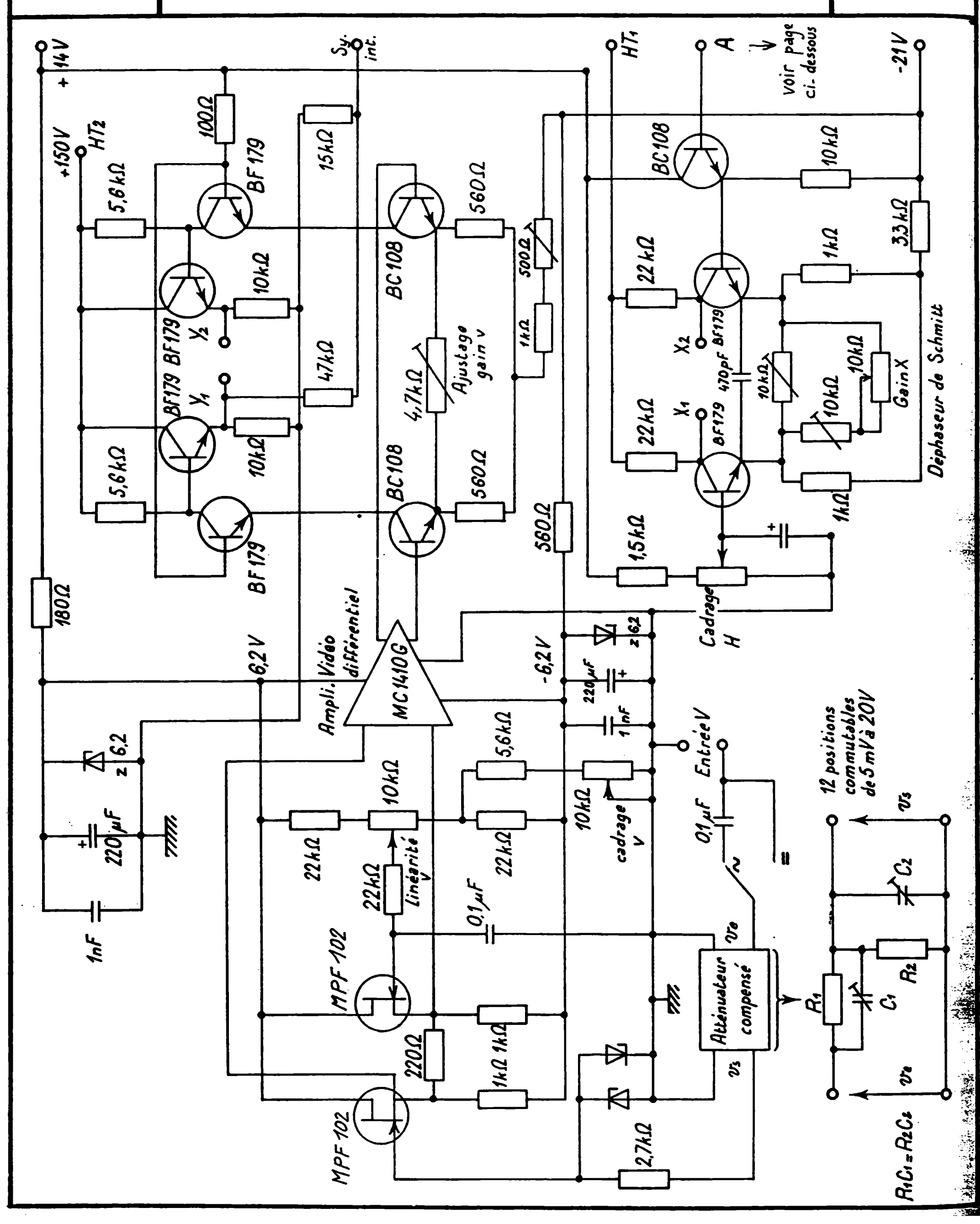
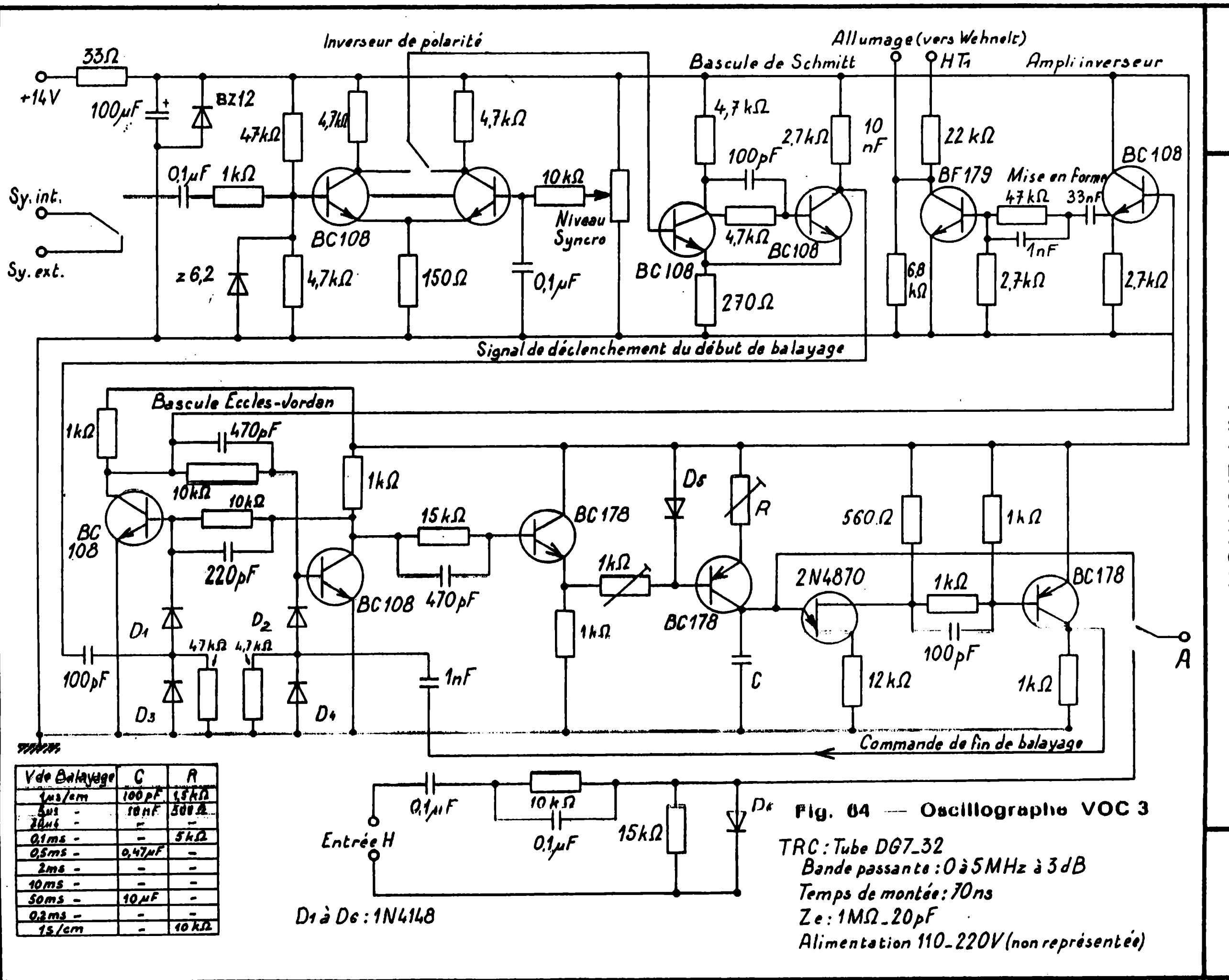


Fig. 63 — Sonde détectrice

OSCILLOGRAPHE

APPLICATION





V de Balayage	C	R
1µs/cm	100pF	1,5kΩ
5µs - 20µs -	10nF "	500Ω -
0,1ms -	-	5kΩ
0,5ms -	0,47µF	-
2ms -	-	-
10ms -	-	-
50ms -	10µF	-
0,2ms -	-	-
1s/cm	-	10kΩ

Fig. 64 — Oscillographe VOC 3

TRC : Tube DG7-32
Bande passante : 0 à 5 MHz à 3 dB
Temps de montée : 70 ns
Ze : 1 MΩ - 20 pF
Alimentation 110-220 V (non représentée)

I - GÉNERALITÉS

Les oscillateurs harmoniques comprennent :
- les oscillateurs à réaction (les plus nombreux),
- les oscillateurs à résistance négative.

Dans les oscillateurs à réaction, la production d'oscillations s'obtient en reportant une fraction du signal de sortie d'un amplificateur, sur l'entrée avec une phase correcte. Le signal de report doit être *en phase* avec le signal initial, ou tout au moins, satisfaire à certaines conditions de phase (critère de Nyquist).

On obtient une réaction positive telle que : $A_r = \dfrac{A}{1 - AB}$,

A : amplification sans réaction ;
A_r : amplification avec réaction ;
$B = v_e / v_s$: taux de réaction ;
AB : facteur de réaction.

Pour obtenir des signaux sinusoïdaux, il faut :
- ajuster AB un peu supérieur à 1 ;
- filtrer les harmoniques à l'aide de :
  - circuits à constantes localisées LC ou RC ;
  - circuits à constantes réparties (quartz, lignes ou cavités).

Un montage oscillateur doit par ailleurs :
- avoir une stabilité en fréquence plus ou moins poussée :
  - dérive de fréquence = $\Delta f / f_0$ (f_0 : fréquence nominale) ;
  - stabilité en fréquence $S_f = f_0 \Delta p / \Delta f$ (p : perturbation) ;
- avoir une stabilité en amplitude plus ou moins poussée :
  - stabilité en amplitude $S_a = \dfrac{\Delta S/p}{\Delta a/a}$ (p : perturbation) ;
- avoir une forme plus ou moins pure (taux d'harmoniques).

II - OSCILLATEURS TYPE RC

Ils sont surtout utilisés en AF car ils manquent de stabilité en RF du fait de la difficulté d'avoir des composants R et C suffisamment stables ($\Delta f/f < 10^{-3}$).

1° Oscillateur à réseau déphaseur (phase shift)

a) *Principe*

La tension de sortie d'un filtre RC est déphasée en arrière d'un angle φ par rapport à la tension d'entrée telle que $\operatorname{tg} \varphi = 1/RC\omega$. En choisissant RC tels que $\varphi = 60°$, on peut obtenir, avec trois circuits RC placés dans une boucle de réaction, un déphasage de 180° compensant la rotation de phase d'un transistor (montage EC). L'amplification doit compenser l'atténuation due au réseau déphaseur à la fréquence d'oscillation.

b) *Différents réseaux (fig. 1 à 6).*

Le tableau de la page ci-contre donne les valeurs des fréquences et des atténuations pour les différents types de réseaux RC ou CR.

Les réseaux CR se prêtent mieux à la réalisation d'oscillateurs à fréquence basse ; les réseaux RC présentent l'avantage, dans le cas d'un réglage de fréquence, de pouvoir utiliser trois condensateurs variables dont une armature est à la masse. Le filtrage des harmoniques est meilleur avec 4 ou 5 cellules.

c) *Montages*

Fig. 7 - Oscillateur à quatre cellules CR.

La résistance d'entrée étant faible, le transistor est excité en courant. Il doit donner une amplification supérieure à 18,4. La polarisation, assez critique, doit être ajustée.

Fig. 8 - Oscillateur à trois cellules RC.

Pour exciter le transistor en courant, l'impédance de sortie du réseau doit être forte devant l'impédance d'entrée du transistor.

Dans ces deux montages, on peut remplacer le transistor par un étage Darlington, qui donne une grande amplification. Ils peuvent être stabilisés en température par R_E découplée.

SIGNAUX SINUSOÏDAUX

OSCILLATEURS RC A DÉPHASAGE

Réseaux RC	$\frac{v_e}{v_s}$	Réseaux CR
$f_r = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$	29	$f_r = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$
n = 2 $f_r = \frac{2,06}{2\pi RC}$	16	n = 2 $f_r = \frac{1}{2\pi RC\,2,06}$
n = 3 $f_r = \frac{1,94}{2\pi RC}$	12,8	n = 3 $f_r = \frac{1}{2\pi RC\,1,94}$
n = 1 $f_r = \frac{1,2}{2\pi RC}$	18,4	n = 1 $f_r = \frac{1}{2\pi RC\,1,2}$
n = 2 $f_r = \frac{1,06}{2\pi RC}$	8,6	n = 2 $f_r = \frac{1}{2\pi RC\,1,06}$
n = 3 $f_r = \frac{1,025}{2\pi RC}$	6,54	n = 3 $f_r = \frac{1}{2\pi RC\,1,025}$

Fig. 1 à 3 — Filtres à résistances série

Fig. 4 à 6 — Filtres à condensateurs série

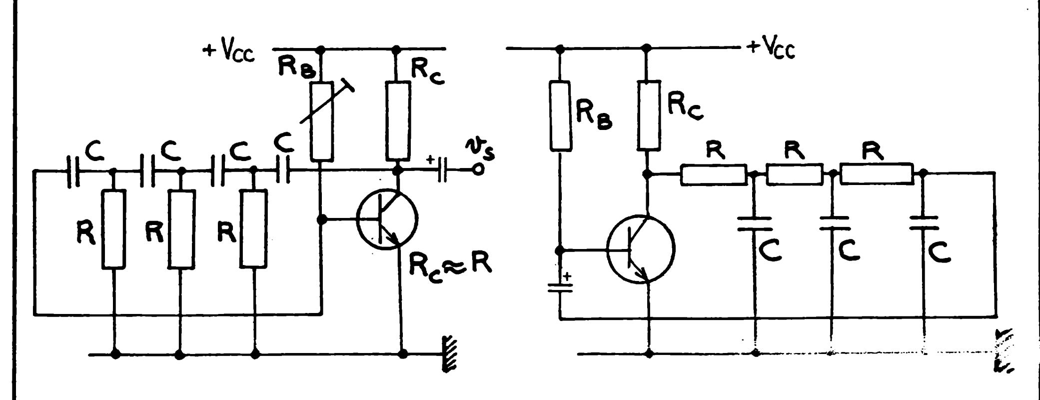


Fig. 7 — Oscillateur à 4 cellules CR

Fig. 8 — Oscillateurs à 3 cellules CR

2° Oscillateur à filtre sélectif

a) *Principe* (*fig. 9*)

Un filtre sélectif incorporé dans une chaîne de réaction d'un amplificateur peut amener la production d'oscillations sinusoïdales aux conditions suivantes :

– la tension ramenée à l'entrée doit tomber en phase, compte tenu du déphasage introduit par le filtre et de celui du transistor;

– le gain de l'amplificateur doit être légèrement supérieur à l'affaiblissement provoqué par le filtre ;

– si le filtre a une fréquence de transmission maximale, on l'introduit dans une boucle de réaction positive, et s'il a une fréquence de transmission minimale, on le place dans une boucle de réaction négative ;

– la résistance d'entrée du filtre doit être faible et sa résistance de sortie grande.

b) *Exemple* (*fig. 11*)

On utilise un filtre du type série-parallèle (*fig. 9*) possédant une fréquence de transmission maximale, qui doit donc être placé dans une boucle de réaction positive. La tension de sortie du filtre est en phase sur la tension d'entrée, d'où la nécessité d'avoir deux transistors en *EC* pour réaliser la condition de phase.

L'atténuation du filtre étant 3, l'amplification totale doit être légèrement supérieure à 3.

On remarque que le schéma se déduit de celui d'un multivibrateur dont l'une des liaisons *RC* est remplacée par un filtre sélectif.

c) *Caractéristiques des signaux*

Fréquence : réglage par bonds : deux résistances *R* commutables } ou inversement.
réglage progressif : deux condensateurs *C* variables couplés }

Notons que sur ce schéma, il est difficile d'obtenir une variation progressive de fréquence, car le condensateur *C* est grand et la résistance *R* participe à la polarisation.

Stabilité. Le filtre est peu sélectif. Pour augmenter la stabilité, il faut utiliser l'amplificateur d'entretien réglé juste à l'accrochage. Le potentiomètre *P* permet de doser la réaction.

Le gain total étant faible, il est possible d'appliquer sur chaque transistor une forte réaction négative qui rend le gain de l'ensemble indépendant de la fréquence.

3° Oscillateurs à filtres en T

a) *Principe*

Le filtre en double T (*fig. 12*) a une fréquence de transmission minimale (*fig. 13*) et sera placé dans une boucle de réaction négative. La tension de sortie du filtre est déphasée de 180° par rapport à la tension d'entrée.

Les filtres en T simple (*fig. 15* et *16*) ont au contraire une fréquence de transmission maximale (*fig. 10*).

b) *Montages*

Les filtres en T simple seront utilisés comme le filtre sélectif de la figure 11. Par contre, le filtre en double T ponté ne nécessitera qu'un transistor monté *EC*. Pour avoir un gain suffisant, on emploiera un étage Darlington. La figure 14 est un exemple avec utilisation d'un amplificateur opérationnel. La sortie est isolée de la charge par un amplificateur non inverseur [1].

c) *Avantages du filtre à double T*

Le filtre en double T ponté est le plus utilisé car il est plus sélectif. Il se prête très bien à la réalisation d'oscillateurs à points fixes à fréquences relativement basses. La stabilité est meilleure et l'oscillation plus pure.

(1) Pour tous les oscillateurs *RC*, la sortie se faisant généralement à haute *Z*, il est recommandé d'isoler l'oscillateur de la charge au moyen d'un étage à haute impédance d'entrée : transistor *CC*, transistor à effet de champ, Darlington ou amplificateur opérationnel non inverseur.

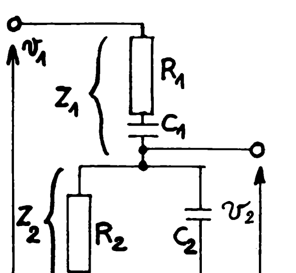


Fig. 9 — Filtre sélectif

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$$

si $R_1 = R_2$

et $C_1 = C_2$

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\frac{v_1}{v_2} = 3$$

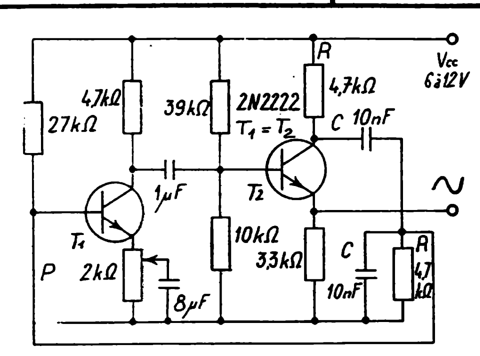


Fig. 11 — Oscillateur à filtre sélectif

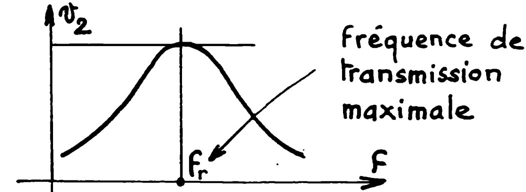


Fig. 10 — Courbe de transmission des fig. 9-15-16

$$f_r = \frac{\sqrt{n}}{2\pi RC}$$

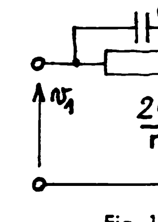
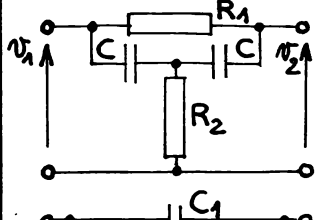
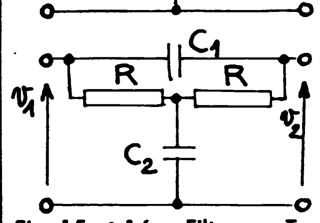


Fig. 12 — Filtre en double T



$R = \sqrt{R_1R_2}$

$R_1 = 3 \text{ à } 10\, R_2$



$$\left.\right\}\ f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$

$C = \sqrt{C_1C_2}$

$C_2 = 3 \text{ à } 10\, C_1$

Fig. 15 et 16 — Filtres en T ponté

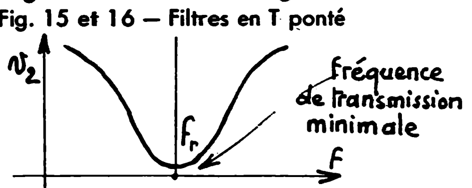


Fig. 13 — Courbe de transmission de la fig. 12

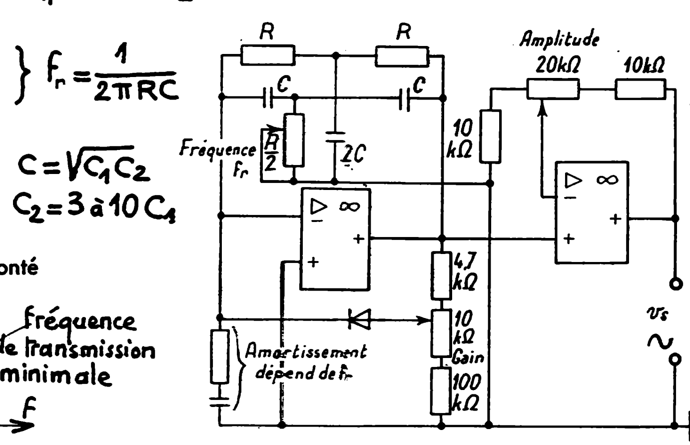


Fig. 14 — Oscillateur à filtre en double T

4° Oscillateurs à pont de Wien

a) *Principe*

Le pont de Wien *(fig. 17 et 18)* comporte une branche complexe formée des éléments RC ainsi qu'une branche réelle formée des résistances R_1 et R_2. Pour des valeurs de R et C égales sur la branche complexe, le rapport des tensions v_1 sur v_2 est égal à 1/3 ($v_1/v_2 = 1/3$ avec $\omega_0 = 1/RC$). L'amplification avec contre-réaction doit compenser l'atténuation du filtre RC.

Le filtre sélectif est incorporé dans une boucle de réaction positive et la branche R_1R_2 est insérée dans une boucle de réaction négative. Le pont est équilibré pour la fréquence de transmission minimale.

Afin de pouvoir provoquer à la fois une réaction et une contre-réaction, l'amplificateur doit avoir un gain suffisant (deux transistors ou un ampli opérationnel : *fig. 19 et 20)*.

b) *Caractéristiques des signaux*

– *Fréquence*

• Réglage progressif par condensateurs variables : c'est la solution adoptée sur les montages à grande résistance d'entrée. Les valeurs des CV normalisés étant faibles (quelques centaines de pF), il faut des résistances élevées dans la branche complexe du pont dans le cas de fréquences basses (32 MΩ pour f = 10 Hz). Dans ce cas, il faut tenir compte de la résistance d'entrée du montage pour calculer la fréquence d'oscillation.

La fréquence est réglable dans le rapport 1 à 10.

• Réglage progressif par résistances réglables : c'est la solution adoptée sur les montages à transistors. Les résistances R de quelques kΩ seulement réduisent l'influence de R_e faible de l'amplificateur à transistor. La fréquence peut varier dans un domaine plus étendu. On utilise des potentiomètres logarithmiques doubles de précision, afin d'obtenir une échelle de fréquence linéaire.

• Réglage par bonds : par résistances R commutables dans le premier cas, et condensateurs C commutables dans le deuxième cas.

• Stabilité en fréquence : elle est meilleure que celle des montages précédents.

– *Amplitude*

La stabilité en amplitude peut être améliorée en remplaçant R_2 par une résistance CTP (thermistance à fort coefficient de température positif) ou en utilisant pour la résistance R_1 une résistance CTN (thermistance à fort coefficient de température négatif du type perle à faible inertie thermique).

5° Choix des oscillateurs RC

– *Pour f fixe (ou bande étroite) et simplicité* : oscillateur à déphasage. La fréquence peut être ajustée en agissant sur une seule résistance, les autres composants n'ayant pas une très grande précision. La fréquence est affectée par la tension d'alimentation, la température, la charge.

– *Pour f fixe et stabilité* : oscillateur à double T avec des composants appariés à moins de 1%.

– *Pour large bande jusqu'à 500 kHz* : oscillateur à pont de Wien. L'onde produite n'est plus pure en dessous de 10 Hz environ.

– *Pour HF jusqu'à plusieurs MHz* : oscillateur à déphasage avec trois CV de 490 pF ayant leur rotor à la masse. Ce type d'oscillateur manque de précision et de stabilité.

– *Pour TBF jusqu'à un centième de Hz* : oscillateur à ampli. opérationnel avec entrée sans inversion (voir schéma d'application). L'impédance d'entrée très élevée permet de donner aux résistances du réseau déphaseur une valeur aussi grande que 100 kΩ avec très faible courant de polarisation. Une solution moins onéreuse peut être obtenue avec un double T passe-bande et un transistor à effet de champ.

6° Stabilisation de l'amplitude

On utilise un limiteur d'amplitude à diodes, ou mieux une régulation qui permet d'agir sur la pente d'un transistor en modifiant la polarisation à partir d'une composante continue obtenue après redressement et filtrage du signal de sortie.

SIGNAUX SINUSOÏDAUX
OSCILLATEURS A PONT DE WIEN

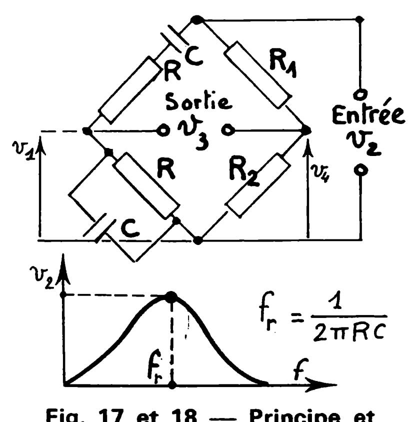


Fig. 17 et 18 — Principe et courbe de transmission

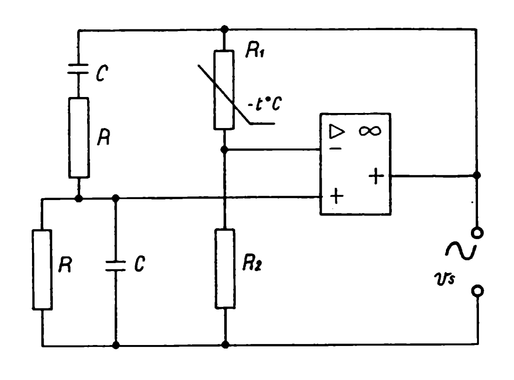


Fig. 19 – Oscillateur à pont de Wien

$V_s = 6V$ $\hat{I}_s = 18\,mA$

f : 5 Hz à 500 kHz

$\frac{\Delta f}{f} \leqslant 10^{-4}/°C$

$\frac{\Delta v_s}{v_s} \approx 5 \times 10^{-3}/°C$

vers ampli. différentiel "Darlington"

distorsion ⩽ 1 % sur charge 600 Ω pour 50 < f < 300 kHz

1 kΩ 3,3 kΩ 120 Ω BSX45 25 µF −24 V
R1 C1 R2 BCY79 BCY79 100 Ω S
R3 C2 18 Ω 18 Ω 270 Ω 680 Ω 3,9 kΩ R4 t°C
0 V 25 µF +24 V

Fig. 20 – Oscillateur à pont de Wien à transistors

III - OSCILLATEURS TYPE *LC*

1° Généralités

a) *Principe*

A partir d'un circuit oscillant, on peut obtenir des oscillations sinusoïdales entretenues (*fig. 22*) au lieu d'oscillations amorties (*fig. 21*), à condition de fournir un apport d'énergie en phase convenable qui annule l'amortissement. Il suffit de ramener l'énergie nécessaire à l'entretien des oscillations par une boucle de réaction positive dans un amplificateur (*fig. 23*).

Déphasage total 360° (ou 0°) égal déphasage du transistor 180° (ou 0°) plus déphasage du couplage 180° (ou 0°). La réaction entre entrée et sortie peut être obtenue par couplages inductif, capacitif ou mixte.

b) *Particularités des montages*

Alimentation

• *Série* (*fig. 24*). C'est le montage le plus simple. On peut être amené à fermer le circuit HF par un condensateur C' de faible valeur, afin d'éviter le retour par l'alimentation (LC ne formant circuit bouchon que pour la fréquence de résonance f_r).

• *Parallèle* (*fig. 25*). L et C ne sont plus soumis à $+V_{CC}$, ce qui facilite la commutation des circuits LC (gammes). Le condensateur C peut avoir une armature à la masse. Il faut par contre une impédance d'arrêt (ou de choc) HF vers l'alimentation. La sensibilité en fréquence est améliorée.

Polarisation

Le transistor oscillateur peut être polarisé en classe A ou B. La classe B a un rendement élevé. Elle est utilisée dans les oscillateurs appelés à fournir au circuit de charge une puissance relativement importante (par exemple oscillateur symétrique sur récepteurs de trafic amateur).

La valeur de R_B fixe la valeur du courant de polarisation I_{0B}. La polarisation peut être soit du type série (*fig. 28*), soit du type parallèle (*fig. 26*). La constante de temps $\tau = R_B C_B$ (*fig. 26*) doit être suffisamment faible devant la période de l'oscillation pour que le potentiel de base suive les fluctuations de la tension aux bornes du bobinage L_B. Sur la figure 28, la réactance de C_B à la fréquence d'oscillation doit être suffisamment faible pour considérer que le point A est à la masse en alternatif.

La figure 27 montre comment on choisit le point de repos A. Il se trouve à l'intersection de la droite de charge D_a de pente $1/Z_r$ passant par B (l'amplitude ne pouvant dépasser V_{CC}) et de la verticale passant par $V_{0CE} = V_{CC}$.

c) *Fréquence f_r*

Le calcul théorique appliqué à la figure 26 donne :

$$\omega_r^2 = \frac{1}{LC}\left(\frac{r_e^2 R^2 C^2}{M^2 A_i^2}\right)$$

La formule de Thomson $\omega_r^2 = \frac{1}{LC}$ $\left(\text{ou } f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\right)$ donne un résultat exact à moins de 5% près. Le calcul précis montre quels sont les éléments (en particulier A_i et r'_e) qui influencent la fréquence.

- Réglage par bonds : généralement bobinages commutables.
- Réglage progressif rapide : CV ou bobines à noyau plongeur.
- Réglage progressif lent : condensateur ajustable ou noyau à vis réglable (vernier).

d) *Amplitude a*

Pour obtenir une bonne stabilité en amplitude, il est nécessaire que le taux de réaction soit suffisant pour provoquer le blocage du transistor pendant la crête de l'alternance négative.

Si l'amplitude $|a| \nearrow$ le transistor se bloque plus longtemps, le courant moyen de collecteur se trouve asservi à l'amplitude, ainsi que le taux de réaction qui diminue par suite de l'augmentation de la résistance d'entrée.

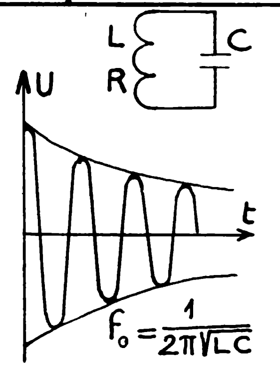


Fig. 21 — Oscillations amorties

U
t

Fig. 22 — Oscillations entretenues

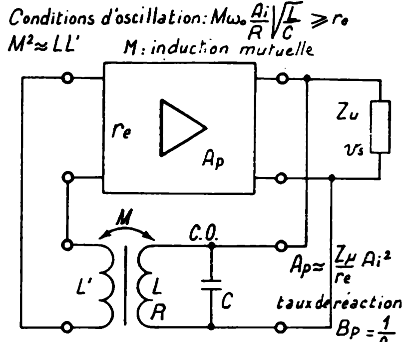


Fig. 23 — Oscillateur LC : principe

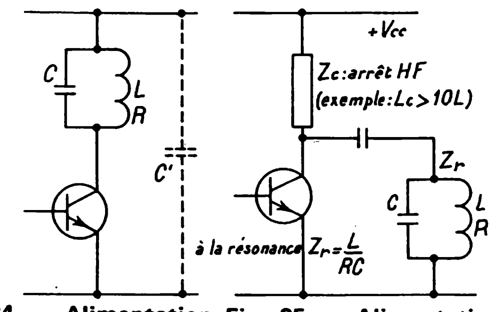


Fig. 24 — Alimentation série

Fig. 25 — Alimentation parallèle

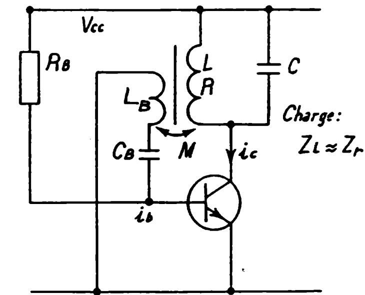


Fig. 26 — Oscillateur à collecteur accordé : Montage EC : principe

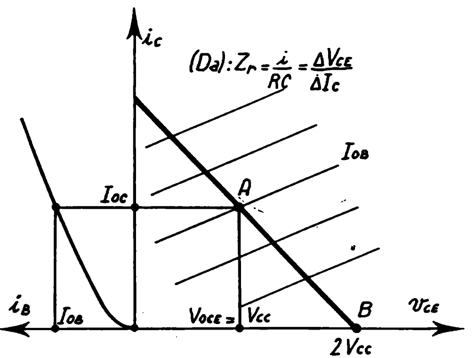




Fig. 27 — Réglage du point de repos en classe A

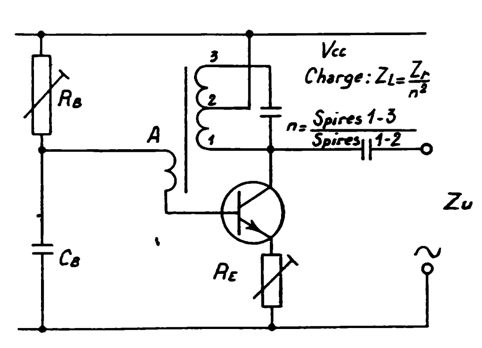


Fig. 28 — Oscillateur à collecteur accordé. Montage EC

2° Principaux montages

Fig. 28 - Oscillateur à collecteur accordé. Montage E.C.

Dans le montage EC, la résistance d'entrée étant faible (r_e = 1 à 2 kΩ), le C.O. doit être placé sur le collecteur afin de ne pas être amorti (r_s = 20 à 50 kΩ). Pour la même raison, il faut choisir un transistor ayant g_{22e} et C_{22e} faibles. La fréquence de transition du transistor f_T doit être supérieure à la fréquence d'oscillation f_0.

Pour diminuer l'amortissement du C.O., il faut que l'impédance d'utilisation Z_u soit grande, et très souvent on réalise une prise intermédiaire sur le bobinage. Dans ce cas, la résistance de sortie r_s du transistor n'est plus en parallèle que sur une fraction seulement de la bobine.

R_B permet d'ajuster le courant de base au repos.

La mutuelle inductance étant difficile à déterminer avec précision, on prend une valeur plus importante et on introduit une CR d'intensité ajustable par R_E.

Fig. 29 - Oscillateur à collecteur accordé. Montage E.C.: variante

Réglage du point de repos par potentiomètre ajustable.

Réglage du taux de réaction par résistance en série avec la bobine de réaction.

Stabilisation en température par $R_E C_E$. Notons que dans les montages à deux enroulements, on est toujours maître de la phase de tension de réaction, car il suffit de brancher la bobine de réaction dans le sens convenable.

Fig. 30 - Oscillateur à émetteur accordé. Montage B.C.

En principe, les trois montages du transistor peuvent être utilisés pour réaliser un oscillateur, car ils amplifient tous trois en puissance. Le montage BC est celui qui permet d'atteindre la fréquence la plus élevée pour un transistor donné, puisque la fréquence de coupure en base commune est égale à celle en émetteur commun multipliée par h_{21e}.

Lorsque ce montage est utilisé en oscillateur variable avec un C.V. sur les récepteurs de radio, le condensateur C est réuni au circuit d'accord d'entrée.

Fig. 31 - Oscillateur à trois prises

La réaction est obtenue ici à l'aide d'un auto-transformateur, au lieu d'un transformateur. Ce montage est aussi utilisé sur récepteurs de radio.

Fig. 32 - Oscillateur à trois impédances

Le principe est illustré par les figures 32 et 33. Le circuit de réaction est un montage en π, les trois impédances pouvant être soit des capacités, soit des inductances, conduisant suivant les cas aux montages Colpitts, Hartley, Clapp, etc.

Fig. 34 et 35 - Oscillateur Colpitts

Les impédances Z_1 et Z_2 sont des capacités. La tension de réaction est ramenée sur l'entrée au moyen d'une prise intermédiaire capacitive. Ce montage est très utilisé car l'influence des capacités parasites en parallèle sur $C_1 C_2$ est négligeable. La commutation des bobinages (cas de plusieurs gammes) est facilitée puisqu'ils ne possèdent pas de prise intermédiaire. Pour des raisons de tropicalisation, on peut utiliser des condensateurs fixes en boîtier étanche et un réglage de f par inductance variable.

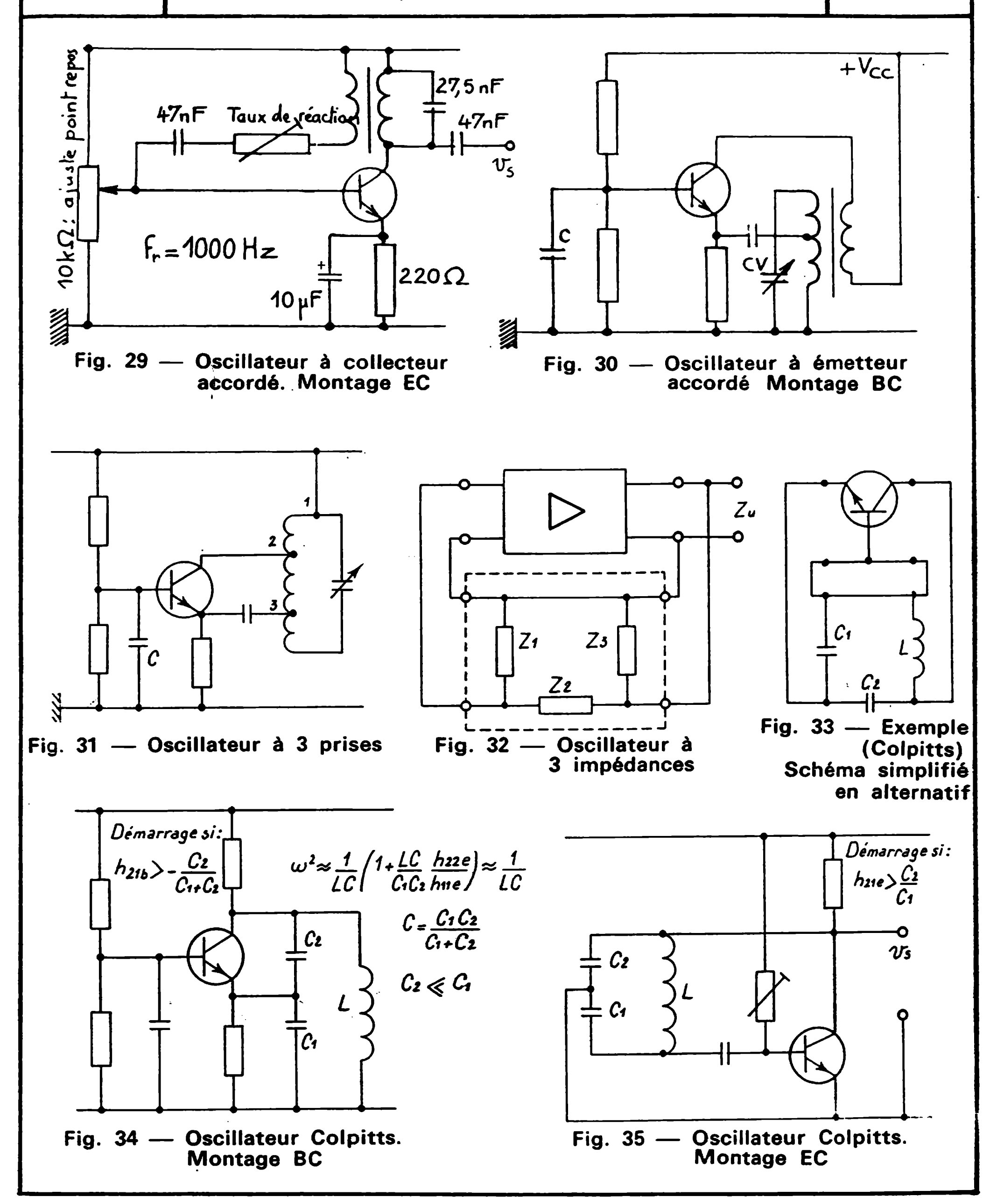


Fig. 29 — Oscillateur à collecteur accordé. Montage EC

Fig. 30 — Oscillateur à émetteur accordé Montage BC

Fig. 31 — Oscillateur à 3 prises

Fig. 32 — Oscillateur à 3 impédances

Fig. 33 — Exemple (Colpitts) Schéma simplifié en alternatif

Fig. 34 — Oscillateur Colpitts. Montage BC

Fig. 35 — Oscillateur Colpitts. Montage EC

Fig. 36 et 37 - Oscillateur Hartley

Les impédances Z_1 et Z_2 de la figure 32 sont cette fois L_1 et L_2. La tension de réaction est ramenée sur l'entrée au moyen d'une prise inductive. La limite d'entretien des oscillations est recherchée au moyen de la résistance ajustable R (réaction négative réglable sur la figure 36, pont diviseur réglable sur réaction positive à la figure 37).

Pour ce type d'oscillateur, si on emploie des *CV* ils doivent être isolés de la masse.

Aux fréquences élevées, on remplace R_E par une bobine d'arrêt HF.

La sortie peut se faire en basse impédance (*fig. 36*) ou en haute impédance (*fig. 37*).

Fig. 38 - Oscillateur Clapp

Ce schéma est dérivé du Colpitts en remplaçant L par un circuit accordé LC. La fréquence est déterminée par C. La grande valeur des condensateurs C_1 C_2 dont le rapport règle la réaction, rend négligeable l'influence des capacités parasites en parallèle. Ce montage très stable est très prisé par les radio-amateurs. Une réaction négative réglable par P permet de faire osciller l'oscillateur juste à l'accrochage.

Fig. 39 - Oscillateur à ampli. opérationnel

Le montage oscille si les pertes du CO sont compensées par la réaction positive réglée par la résistance R. Ce montage peut fournir une onde très pure ($D \leqslant 0{,}5\%$ entre 10 Hz et 100 kHz). On peut atteindre plusieurs MHz en utilisant des circuits intégrés plus performants.

Fig. 40 - Oscillateur Mesny

Les montages comportant un seul transistor sont polarisés en classe *A*. Lorsqu'on recherche un rendement élevé pour fournir au circuit de charge une puissance relativement élevée, on peut utiliser des montages symétriques tels que le «Mesny» polarisés en classe *B* ou *C*. Les harmoniques pairs sont supprimés.

Fig. 41 - Oscillateur à diode tunnel

La diode tunnel est une diode à jonction PN comportant une barrière de potentiel d'épaisseur très faible, de l'ordre de 0,01 μ. La traversée de la barrière pour les électrons du semi-conducteur de type N peut s'effectuer sans posséder l'énergie nécessaire déduite de la mécanique classique, mais explicable en mécanique ondulatoire par une probabilité non nulle. La caractéristique courant-tension montre une partie où la résistance dynamique est négative. Cet effet tunnel permet de réaliser des oscillateurs du type indiqué sur la figure avec des fréquences de quelques centaines de MHz (quelques gigahertz avec lignes ou cavités).

L'amortissement du CO est compensé par la résistance négative de la diode tunnel.

3° Choix des oscillateurs *LC*

– **En H.F.** En réception radio en A.M. (P.O., G.O.) ou pour d'autres applications, on utilise l'oscillateur à collecteur accordé, montage *EC*, ou l'oscillateur à trois prises.

En O.C. le transistor est monté *BC* car la fréquence de coupure est plus élevée.

En émission «radio-amateurs» pour les oscillateurs à fréquence variable (V.F.O.), le montage Hartley ne nécessite qu'un CV à une cage et le rapport du nombre de spires, déterminé une fois pour toutes, permet de conserver un taux de réaction à peu près constant sur toute la gamme.

– **En V.H.F.** Le montage *BC* est préférable. Les oscillateurs Colpitts et Clapp sont plus stables. Le Colpitts se prête mal à des V.F.O. à large gamme de fréquence et nécessite un C.V. à deux cages, inconvénients que ne présente pas le montage Clapp.

SIGNAUX SINUSOÏDAUX
OSCILLATEURS LC A TRANSISTORS

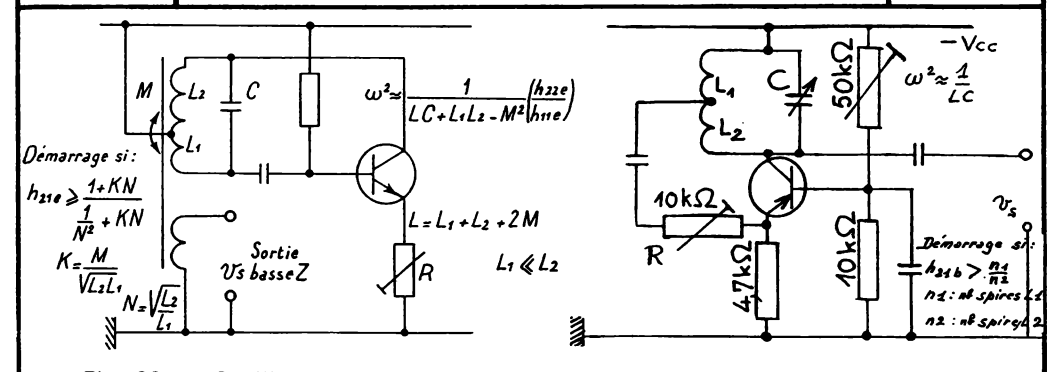


Fig. 36 — Oscillateur Hartley. Montage EC

Fig. 37 — Oscillateur Hartley. Montage BC

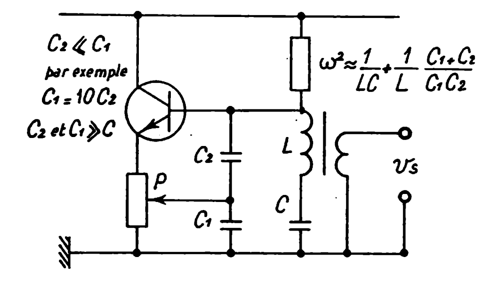


Fig. 38 — Oscillateur Clapp

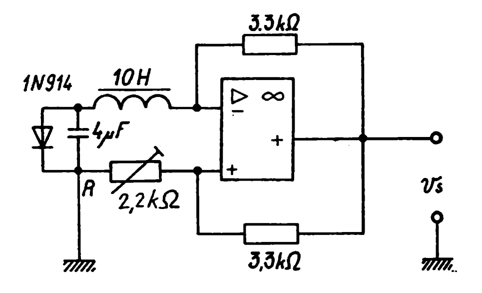


Fig. 39 — Oscillateur à ampli. opérationnel

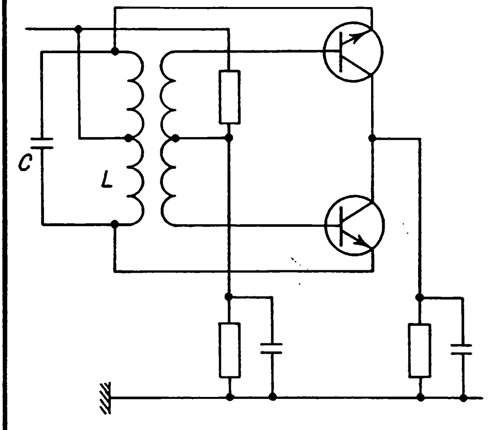


Fig. 40 — Oscillateur Mesny

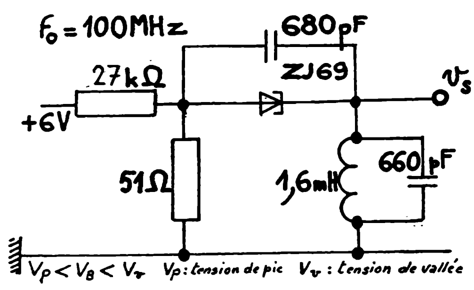


Fig. 41 — Oscillateur à diode tunnel

IV - OSCILLATEURS A QUARTZ

1° Généralités

a) *Principe*

L'utilisation d'un oscillateur piloté par quartz permet d'obtenir une grande précision et une haute stabilité.

Une lame parallélépipédique taillée dans un cristal de quartz (*fig. 42*) produit une ddp sur ses deux faces sous l'action de contraintes mécaniques. C'est l'effet *piézoélectrique* direct découvert par Pierre Curie. Le phénomène est réversible (effet inverse). Le circuit équivalent est dessiné à la figure 43 et les deux fréquences de résonance très rapprochées f_s et f_p sont mises en évidence sur les figures 44 et 45. La fréquence propre d'une lame est inversement proportionnelle à l'épaisseur.

b) *Différentes tailles (ou coupes)*

Taille X ou Curie : faces perpendiculaires à un axe électrique. La dérive de fréquence est importante avec les variations de température. 0,5 MHz $< f <$ 15 MHz ($f = 2860/e$; e : épaisseur de la lame en mm, f en kHz). Taille ($X + 5°$) plus stable avec 30 kHz $< f <$ 300 kHz.

Taille Y : faces perpendiculaires à un axe mécanique. Il se produit des sautes brusques de fréquence avec les variations de fréquence, mais les éléments peuvent vibrer sous une pression d'armatures quelconque ($f = 1960/e$).

Taille AT (*fig. 47*) : coefficient de température nul, d'où une excellente stabilité et utilisation comme étalons de fréquence. Absence de vibrations parasites. Oscillations sous une pression d'armatures quelconque.

500 kHz $< f <$ 150 MHz ($f = 1660/e$).

Taille BT (*fig. 47*) : 3 MHz $< f <$ 30 MHz } Courbes de dérive facilement corrigées
Taille CT (*fig. 47*) : 100 kHz $< f <$ 600 kHz } par thermostat.
Taille GT (*fig. 48*) : 80 kHz $< f <$ 500 kHz, pour étalons de fréquence. Taille difficile.
Taille MT : 50 kHz $< f <$ 100 kHz
Taille NT : 4 kHz $< f <$ 50 kHz
Taille ET : vibre sur 3ᵉ ou 5ᵉ harmonique et permet le travail dit «*overtone*»,
10 MHz $< f <$ 110 MHz.

c) *Construction*

Les lames de 1 cm^2 environ sont amincies par rodage à l'épaisseur convenable. Les armatures sont métallisées or ou argent. Les connexions sont soudées à l'étain (*fig. 50*) et sortent du boîtier métallique étanche (*fig. 51*) par perles de verre. Le quartz enfermé sous vide présente un amortissement presque nul ($10^2 < Q < 10^6$).

Certaines tailles peuvent être montées avec lame d'air (*fig. 49*), le réglage de la lame d'air permettant un léger réglage de fréquence. Pour les autres tailles, la fréquence peut être réglée dans de faibles limites en montant aux bornes du quartz une capacité ajustable (capacité de charge).

d) *Qualités d'un bon quartz*

– *Précision*. C'est la différence entre la fréquence réelle et la fréquence inscrite sur le boîtier à la température de 20 °C.

– *Activité*. C'est l'aptitude d'un quartz à osciller. Elle est inversement proportionnelle à la résistance du circuit équivalent.

– *Coefficient de température* $a = \Delta f / f \cdot \Delta t$. Il est fonction de la coupe utilisée (*fig. 46*) ; $\Delta f / f$ s'appelle la dérive de fréquence par degré Celsius.

– *Précision hors tout*. C'est la différence maximale entre f nominale et f réelle pour une température quelconque de la plage des températures prévues pour l'utilisation.

e) *Stabilité*

– Oscillateurs LC : $10^{-5} < \Delta f / f_0 < 10^{-4}$
– Oscillateurs à quartz : $10^{-7} < \Delta f / f_0 < 10^{-6}$
– Quartz enfermé dans une enceinte thermostatique : $\Delta f / f_0 < 10^{-7}$
– Si, de plus, l'alimentation est stabilisée : $\Delta f / f_0 < 10^{-8}$.

SIGNAUX SINUSOÏDAUX

OSCILLATEURS A QUARTZ

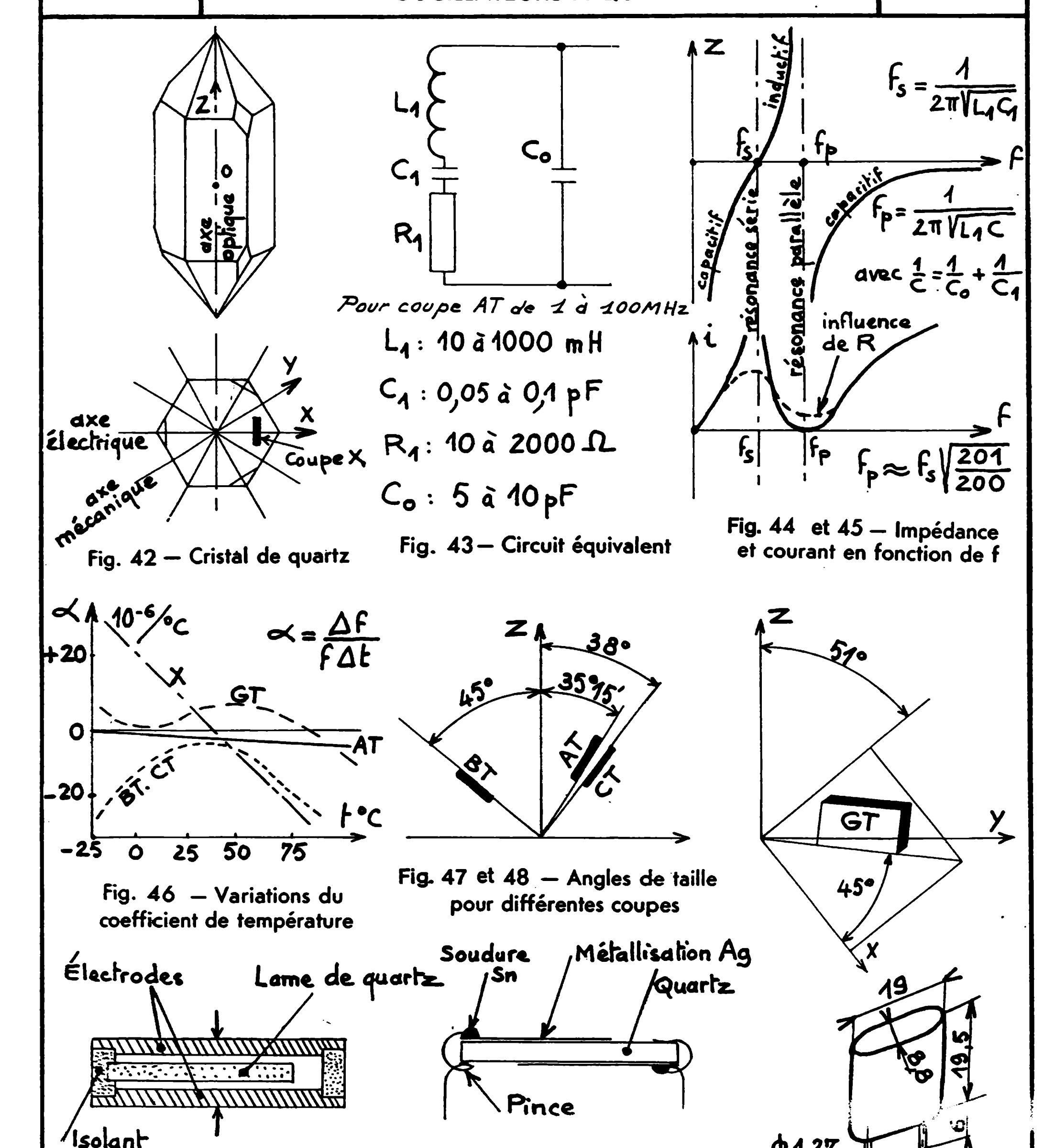


Fig. 42 — Cristal de quartz

Fig. 43 — Circuit équivalent

Fig. 44 et 45 — Impédance et courant en fonction de f

Fig. 46 — Variations du coefficient de température

Fig. 47 et 48 — Angles de taille pour différentes coupes

Fig. 49 — Montage d'une lame pour coupe AT ou GT

Fig. 50 — Montage d'une lame pour coupe CT, GT...

Fig. 51 — Boîtier

2° Différents montages

Un quartz peut être assimilé à un *C.O.* soit à résonance série, soit à résonance parallèle. Dans le premier cas, son impédance est très faible et il est placé dans une boucle de réaction positive (*fig. 52*). Le gain de boucle sera maximum pour la résonance série. Dans le second cas, l'impédance à la résonance parallèle sera très grande. La tension aux bornes sera maximale et le gain de boucle sera aussi maximal pour cette fréquence (*fig. 53*).

La plupart des montages sont prévus pour osciller à la fréquence d'anti-résonance. En fait, le quartz oscille sur une fréquence comprise entre f_p et f_s, compte tenu des transistors utilisés, des capacités parasites qui interviennent. Le *C.O.* à la sortie est accordé soit sur la fréquence fondamentale, soit sur les harmoniques électriques 3, 5 ou 7 (multiplicateurs de fréquence).

Les oscillateurs dits «overtone» oscillent exactement à la résonance. La fréquence est parfaitement définie. Le quartz vibre sur les harmoniques mécaniques (ou partiels) 3 ou 5.

Les oscillateurs standardisés sont ajustés de telle sorte que la capacité aux bornes de branchement du quartz soit de 32 pF ± 0,5 pF, le quartz n'étant pas connecté au circuit. Leur fréquence ne doit pas s'écarter de $\pm 5 \cdot 10^{-4}$ entre − 55 et + 90 °C.

Fig. 54 et 55 - Oscillateur Miller

L'entretien des oscillations se fait grâce à la capacité C (1).

Montage simple mais délivrant une faible puissance HF.

La fréquence du *C.O.* d'anode doit être légèrement supérieure à la fréquence du cristal pour les raisons suivantes :

– Pour avoir un déphasage π entre v_C et v_L (réaction positive) il faut que la branche de v_L soit inductive par rapport à la branche capacitive v_{cb}.

– Il faut $v_{cb} > v_L$ pour que la tension v_C déphasée de π ne s'annule pas (*fig. 55*). Le circuit constitué par le quartz et la capacité C_{cb} en série doit donc être capacitif, ou encore la branche comportant le *C.O.* doit être inductive par rapport au circuit précédent. Si on considère la courbe $z(f)$ de la figure 44 en J7, la fréquence du quartz f_r étant comprise entre f_s et f_p il faut que la fréquence f_r du *C.O.* soit légèrement supérieure à f_r pour que son impédance soit plus inductive que celle du quartz.

Des raisonnements analogues peuvent être faits pour les montages Pierce, Clapp..., afin de connaître quelle doit être la fréquence f'_r du *C.O.* par rapport à la fréquence f'_r du quartz (supérieure ou inférieure) dans le but d'éviter le décrochage des oscillations.

Fig. 56 - Oscillateur Pierce

C'est un montage analogue à l'oscillateur Colpitts. La charge est soit une résistance de collecteur R_c, soit un *C.O.* Le quartz doit osciller sur la fréquence de résonance série. La fréquence du *C.O.* doit être légèrement inférieure à la fréquence propre du cristal; elle peut être ajustée par C_2 ou C_3. C'est un montage très utilisé sur émetteurs de petite puissance en *O.C.* ayant une bonne stabilité. Z_{C_3} de 100 à 500 Ω et Z_{C_2} de 200 à 1000 Ω à la fréquence du quartz.

Fig. 57 - Oscillateur «overtone»

Beaucoup de schémas peuvent être conçus pour fonctionner sur les partiels du quartz à condition que celui-ci soit convenablement choisi (c'est la fréquence du partiel qui est indiquée sur le boîtier et non pas la fondamentale). Le *C.O.* est accordé sur l'harmonique 3 (ou 5, ou 7). On utilise ici un transistor à effet de champ monté en source commune.

Fig. 58 - Oscillateur à circuit intégré (amplificateur opérationnel ou vidéo)

Le circuit intégré utilisé ici est un amplificateur vidéo NE501 ayant une bande passante de 150 MHz. Le montage est une adaptation du Pierce.

Fig. 59 - Oscillateur Buttler

Ce schéma est dérivé du multivibrateur. Le quartz placé dans la boucle de réaction joue le rôle de filtre (résonance série) d'harmoniques. La stabilité est remarquable. La fréquence peut être ajustée par une capacité en parallèle sur le quartz (25 à 75 pF).

(1) Rappelons que l'effet Miller donne une capacité dynamique $C_e = C_{cb}\,(1 + A_v)$ qui sera ici en parallèle sur le quartz.

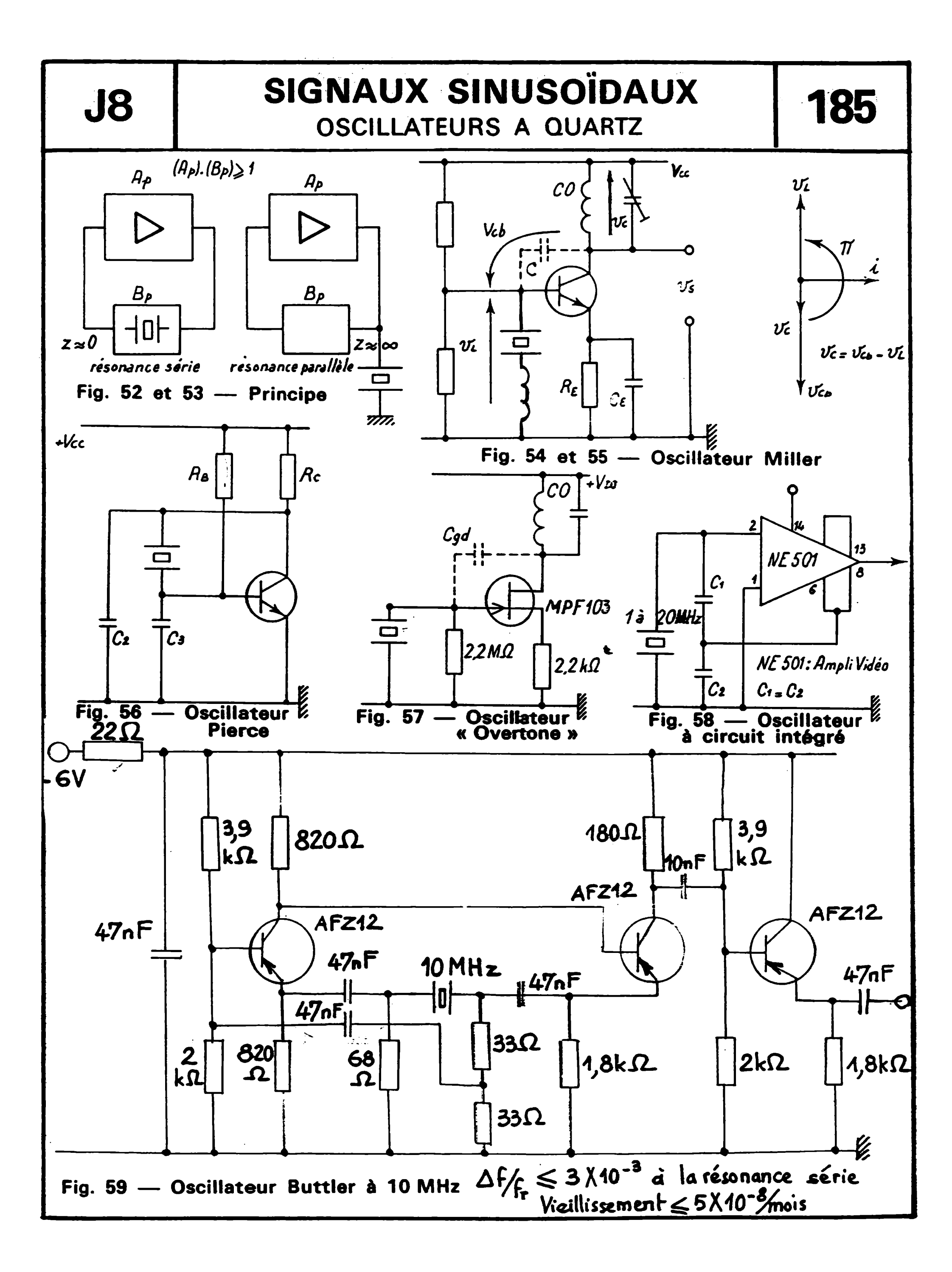


Fig. 52 et 53 — Principe

Fig. 54 et 55 — Oscillateur Miller

Fig. 56 — Oscillateur Pierce

Fig. 57 — Oscillateur « Overtone »

Fig. 58 — Oscillateur à circuit intégré

Fig. 59 — Oscillateur Buttler à 10 MHz $\Delta f / f_r \leq 3 \times 10^{-3}$ à la résonance série
Vieillissement $\leq 5 \times 10^{-8}$/mois

V - OSCILLATEURS HYPERFRÉQUENCES

1° Oscillateurs à lignes

Les lignes résonnantes sont des circuits à *constantes réparties* constituées par des portions de câbles bifilaires ou de câbles coaxiaux ou par des portions de tubes en laiton argenté.

Si f est élevée, l'impédance caractéristique est $Z_c = \sqrt{L/C}$ (R ligne négligeable).
L : auto-inductance, et C : capacité par unité de longueur.

a) *Principe d'un oscillateur à lignes*

Une ligne peut remplacer un *C.O.* à *constantes localisées.*

Pour que les oscillations soient entretenues, l'amplification doit être supérieure à l'affaiblissement introduit par la ligne.

L'impédance d'entrée d'une ligne terminée par un court-circuit (ligne fermée : *fig. 61*) varie de 0 à ∞ suivant la longueur de la ligne (*fig. 60*).

Une ligne 1/4 d'onde fermée est assimilable à un circuit bouchon (*C.O.*). Elle peut donc remplacer un *C.O.* dans des montages apparentés à ceux étudiés en J6. Exemple : montage Hartley (*fig. 62*). La liaison à l'amplificateur est adaptée en choisissant convenablement les points de connexion M et N sur la ligne.

b) *Utilisations*

Emetteurs *AM* en ondes métriques (VHF) jusqu'à 200 MHz, utilisés en émission de trafic amateur pour oscillateurs VFO.

2° Oscillateurs à cavités

– Une cavité résonnante possède une inductance L, une capacité C, une résistance HF, un coefficient de surtension $Q = 1/R \sqrt{L/C}$.

– Elle a une faible résistance en HF (laiton argenté ou doré). Le coefficient de surtension est élevé, d'où grande stabilité ($Q = 5000$, dans le cas de la figure ci-contre).

– Une cavité ne rayonne pratiquement pas, d'où faibles pertes.

a) *Principe d'un oscillateur à cavité*

La figure 63 indique le schéma de montage pratique, et la figure 64 le schéma équivalent.

Le transistor AF 239 permet d'atteindre 650 MHz. Ici $f_r = 250$ MHz ($\lambda = 120$ cm).

Les boucles de couplage sont constituées par du fil 12/10 isolé par perles de verre ou de stéatite. Le couplage est réglé juste suffisant pour entretenir les oscillations lorsque l'oscillateur est chargé, afin d'avoir une stabilité suffisante. La fréquence peut être ajustée en modifiant le volume de la cavité.

b) *Utilisations*

Emetteurs AM en ondes métriques au-delà de 200 MHz et en ondes décimétriques (UHF) au-dessus de 300 MHz pour oscillateurs à fréquence variable (VFO).

3° Oscillateurs à tubes spéciaux

En ondes décimétriques (UHF) ou centimétriques (SHF), on utilise des magnétrons pour oscillateurs de puissance (chauffage HF, radar) ou des klystrons réflex (*fig. 65*) en radar de 1 000 à 30 000 MHz, ou comme source d'hyperfréquences de faible puissance.

VI - STABILISATION DES OSCILLATEURS EN FRÉQUENCE

1° Action sur les éléments du montage

a) Utiliser L et C (au mica) de haute qualité, évitant leurs variations sous l'influence de l'humidité, de Δt et du vieillissement. L'emploi de C céramiques de correction de dérive de fréquence à $\alpha(-)$ peut compenser le coefficient de température positif des bobines.

b) Emploi d'un *C.O.* à grand C et petite L car les faibles C manquent de stabilité.

c) Utilisation de bobines ayant un facteur de qualité $L\omega/R$ élevé.

d) En émission professionnelle, remplacer le *C.O.* par un quartz.

2° Réduction de l'influence des facteurs extérieurs

a) Blinder magnétiquement le circuit oscillateur.

b) Stabiliser la tension d'alimentation.

c) Utiliser une enceinte thermostatique (oscillateurs à quartz à haute stabilité).

d) Utiliser un étage séparateur à forte résistance d'entrée.

SIGNAUX SINUSOÏDAUX
OSCILLATEURS HYPERFRÉQUENCES

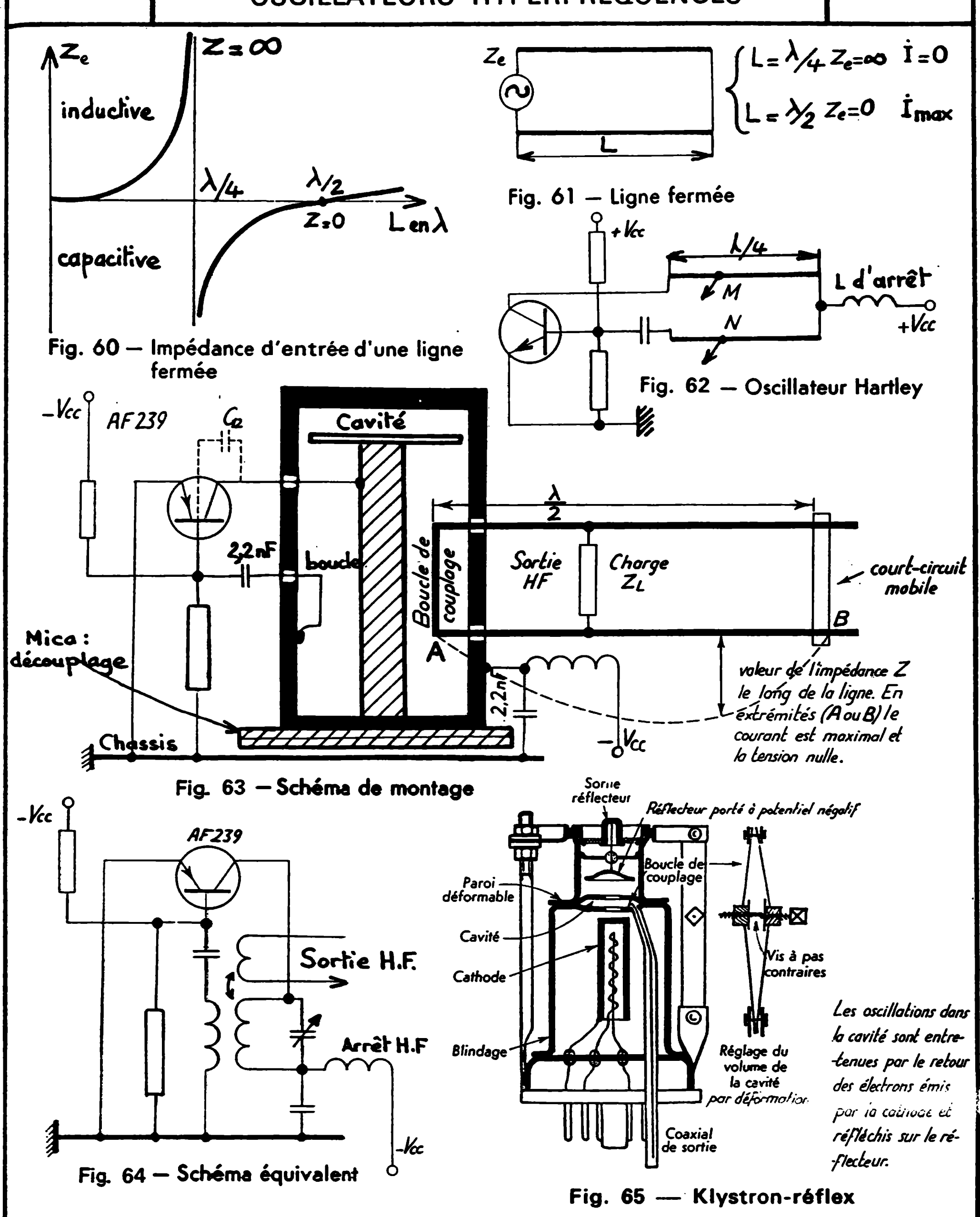


Fig. 60 — Impédance d'entrée d'une ligne fermée

Fig. 61 — Ligne fermée

Fig. 62 — Oscillateur Hartley

Fig. 63 — Schéma de montage

Fig. 64 — Schéma équivalent

Fig. 65 — Klystron-réflex

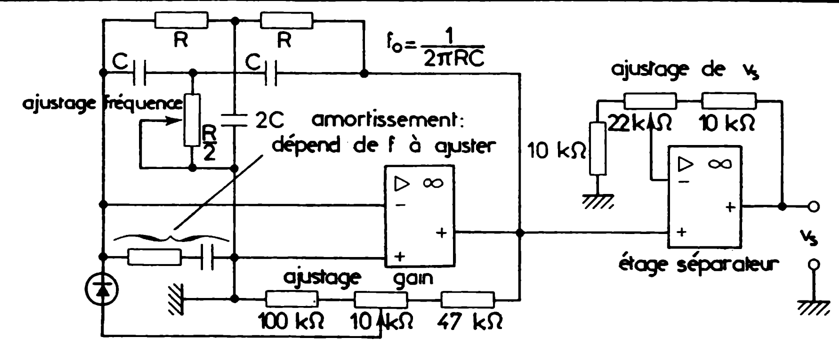


Fig. 66 — Oscillateur AF à fréquence fixe

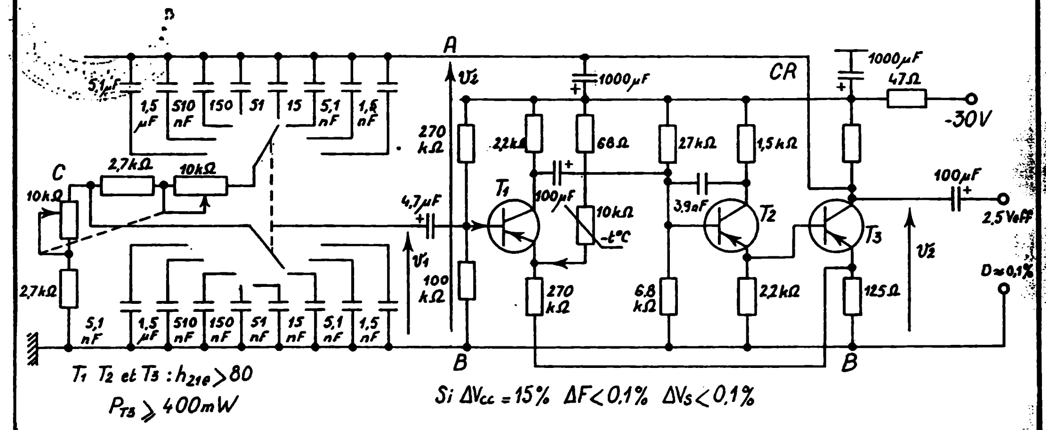


Fig. 67 — Générateur BF à Pont de Wien 3 Hz à 30 kHz en 8 gammes

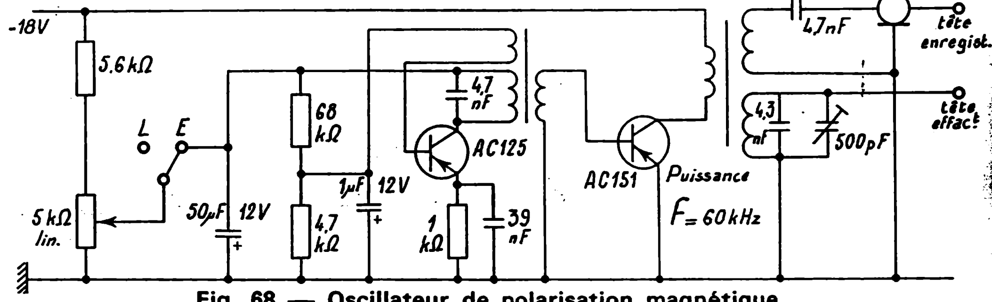


Fig. 68 — Oscillateur de polarisation magnétique

Il est utilisé sur magnétophone pour l'effacement ou comme support du signal AF à l'enregistrement. La stabilité de la fréquence importe peu dans ce genre d'application.

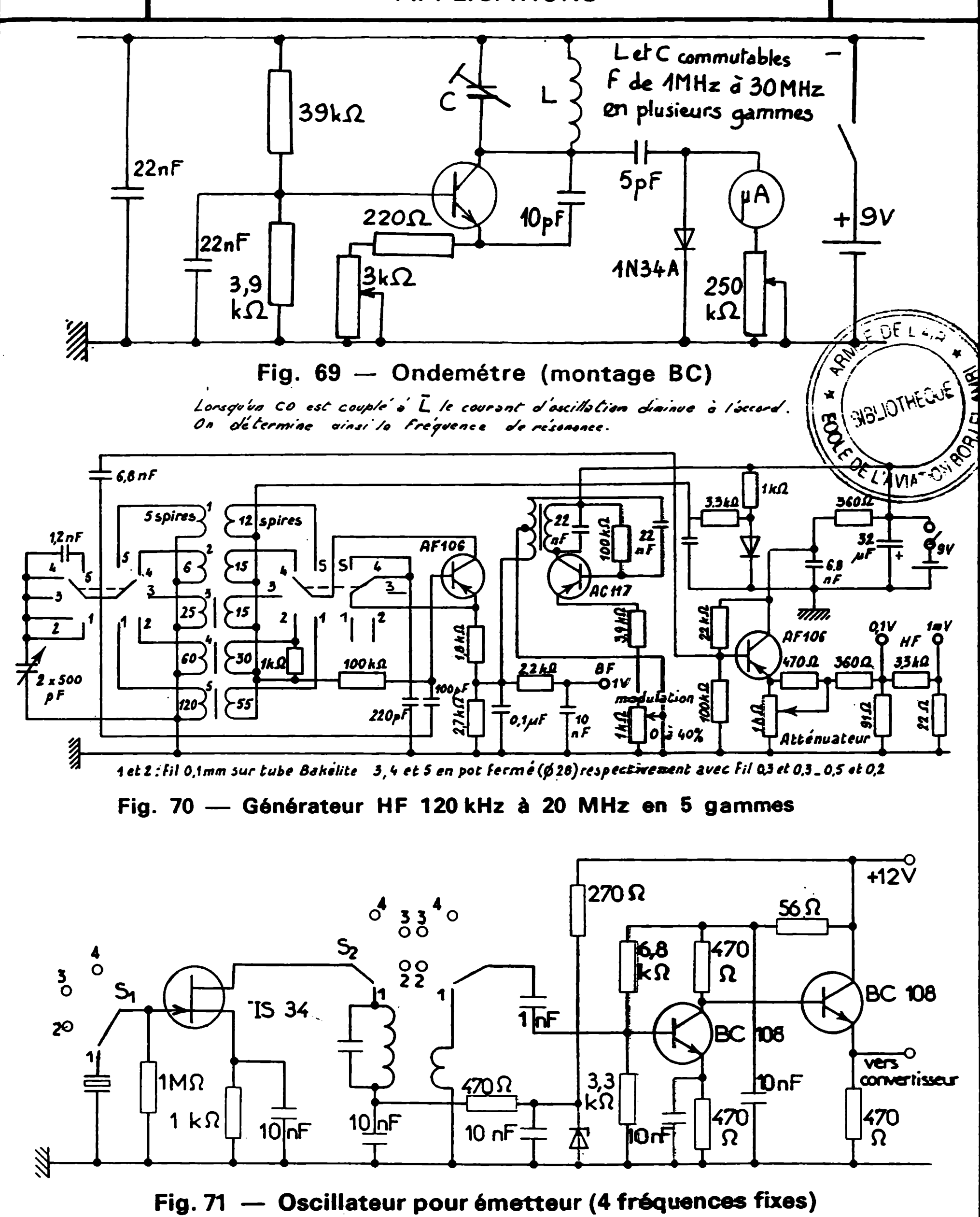


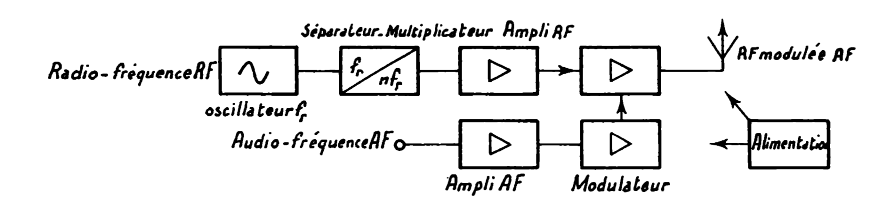
Fig. 69 — Ondemétre (montage BC)

Fig. 70 — Générateur HF 120 kHz à 20 MHz en 5 gammes

Fig. 71 — Oscillateur pour émetteur (4 fréquences fixes)

I - ÉMISSION EN MODULATION D'AMPLITUDE (M.A.)

1° Organigramme d'un émetteur M.A.



2° Etages intermédiaires

a) *Séparateur*: c'est un étage placé après l'oscillateur et constituant pour celui-ci une charge constante en vue d'améliorer la stabilité. Les variations de puissance en sortie n'influencent pas l'oscillateur. Un étage multiplicateur peut jouer le rôle de séparateur.

b) *Multiplicateurs de fréquence*: ils permettent, à partir de f_r, d'obtenir une fréquence multiple. Les avantages sont :

– Stabilité des oscillateurs plus facile à obtenir lorsque la fréquence est basse.
– Quartz pour fréquence peu élevée moins coûteux et moins fragile, car il est plus épais.
– Un seul quartz suffit pour piloter sur plusieurs fréquences harmoniques.

Les différentes façons de procéder sont les suivantes :

– *Multiplicateur oscillateur*: le quartz travaille sur un de ses partiels mécaniques (3, 5 ou 7) ou l'oscillateur est réglé pour obtenir de la distorsion harmonique. L'harmonique désiré est sélectionné par un *C.O.* accordé à la sortie.

– *Multiplicateur indépendant (fig. 1)* : c'est un étage polarisé (en classe C) de façon à travailler dans une région non linéaire de la caractéristique, d'où la production d'harmoniques. Le *C.O.* de sortie est accordé, comme ci-dessus, sur l'harmonique désiré.

– *Multiplicateur à «varactor» (fig. 2 et 3)* : ce sont des diodes au silicium à capacité variable dont on utilise la variation non linéaire de la capacité en fonction de la tension en vue de la production d'harmoniques. Le principe apparaît à la figure 2. F_1 est un filtre dont l'impédance est nulle pour la fréquence d'entrée f_r. F_2 est un filtre dont l'impédance est nulle pour la fréquence de sortie ($2f_r$ ou $3f_r$). Les bobinages L_1 et L_2 accordent C sur les fréquences d'entrée et de sortie. La figure 3 montre une réalisation pratique. Les varactors sont utilisés en VHF et UHF.

c) *Amplificateurs R.F. (fig. 4 à 6).*

Ce sont des étages accordés fournissant la puissance nécessaire à l'excitation de l'étage final. La figure 4 représente le montage le plus classique avec *C.O.* accordé au collecteur. La liaison à l'étage suivant se fait soit par transformateur, soit par autotransformateur avec capacité de liaison. Le principe de calcul exposé ci-contre fait apparaître la nécessité d'une prise intermédiaire (*fig.* 5). La capacité de neutrodynage C_n a pour but d'annuler les effets de la réaction positive créée par la présence de la capacité C_{12} du transistor entre collecteur et base. La tension ramenée par C_n doit être égale et en opposition de phase avec celle ramenée à l'entrée par C_{12}.

L'emploi d'un montage cascade à l'entrée procure un certain nombre d'avantages (voir *fig. 64* en K11).

ÉMISSION

MULTIPLICATEURS-AMPLIFICATEURS RF

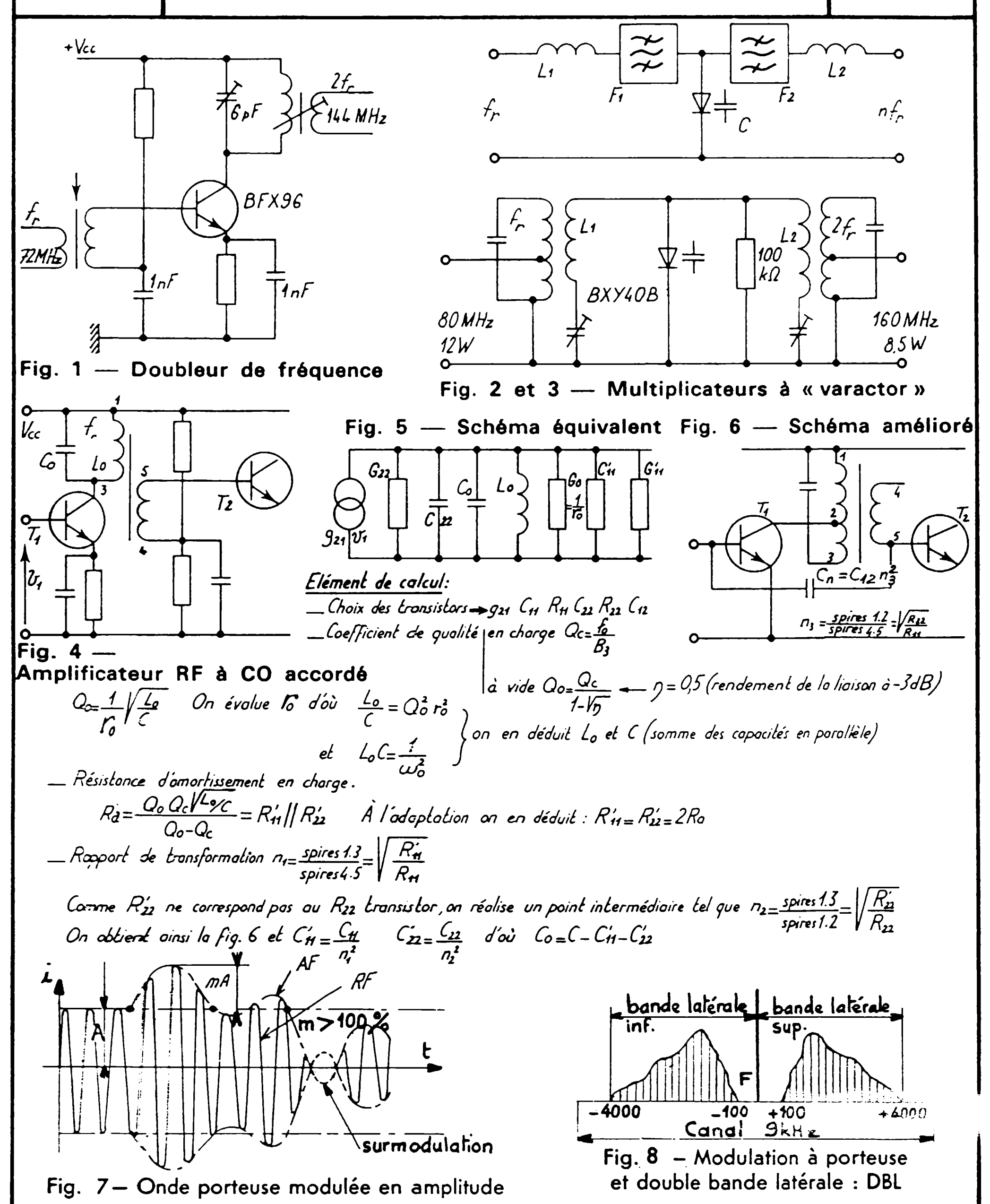


Fig. 1 — Doubleur de fréquence

Fig. 2 et 3 — Multiplicateurs à « varactor »

Fig. 4 — Amplificateur RF à CO accordé

Fig. 5 — Schéma équivalent

Fig. 6 — Schéma amélioré

Fig. 7 — Onde porteuse modulée en amplitude

Fig. 8 — Modulation à porteuse et double bande latérale : DBL

3° Modulation d'amplitude

a) *Principe (fig. 9 et 10).*

La modulation consiste à transposer sur la porteuse *RF* de fréquence *F*, d'amplitude *A*, le signal *AF* à transmettre de fréquence *f* d'amplitude *mA* (*fig.* 7).

L'amplitude de l'onde modulée peut s'écrire :

$a = A\,(1 + m \cos \omega t) \cos \Omega t,$

soit, après transformation trigonométrique :

$$a = A \cos \Omega t + \frac{mA}{2} \cos (\Omega - \omega) t + \frac{mA}{2} \cos (\omega + \Omega) t.$$

A : amplitude de l'onde porteuse de fréquence $F = \Omega/2\pi$
mA : amplitude de l'onde transposée de fréquence $f = \omega/2\pi$
m : rapport des deux amplitudes appelé taux de modulation (exprimé en %)

b) *Puissance modulée*

$P_{mod} = P\,(1 + m^2/2)$

P_{mod} : puissance totale
P : puissance de la porteuse.

Toutes choses égales par ailleurs, deux émetteurs doivent émettre sous des puissances P_1 et P_2 telles que $P_1/P_2 \approx (m_2/m_1)^2$ pour que les intensités à la réception soient égales.

Ainsi un émetteur de 10 W modulé à 100 % donnera les mêmes résultats qu'un émetteur de 40 W modulé à 50 %. On a donc intérêt à utiliser le taux de modulation le plus grand possible.

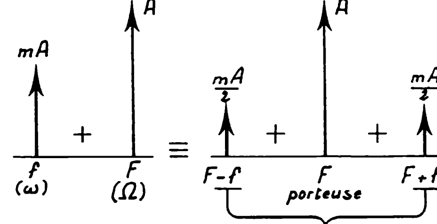


Fig. 9 et 10

c) *Bandes latérales*

La formule ci-dessus montre que la transmission correcte d'une onde modulée en amplitude nécessite la transmission de trois fréquences ($F - f$), F, ($F + f$) d'amplitudes respectives $mA/2$, A et $mA/2$.

Les deux fréquences situées de part et d'autre de F s'appellent fréquences latérales.

Lorsque l'onde est modulée, non par une sinusoïde pure, mais par une modulation complexe comprenant toutes les fréquences de 100 Hz à 4000 Hz par exemple, le spectre comporte une fréquence porteuse centrale F entourée de deux bandes latérales comprises entre (F – 4000) et (F + 4000). La largeur de bande totale vaut 8 kHz. Elle ne doit pas dépasser la valeur du canal attribué à chaque émetteur fixée à 9 kHz (*fig. 8*).

d) Modulation en classe A.

La caractéristique de transfert entre l'entrée et la sortie d'un étage modulé doit être non linéaire pour qu'il y ait modulation. On peut utiliser la caractéristique d'un transistor à effet de champ *TEC (fig.11)*. Les deux tensions RF et AF sont appliquées à la grille *(fig.12)*. Le signal modulé est recueilli sur le *C.O.* du drain. Les bobines d'arrêt HF associées aux condensateurs de découplage ont pour but d'éviter la circulation de courants HF dans les circuits AF ou vers l'alimentation. Les *C.O.* sont accordés par capacités ajustables et les couplages entre secondaires et primaires sont réglés par des noyaux en ferrite ajustables. Le transformateur accordé en sortie doit avoir une forte sélectivité. Sa bande passante doit permettre le passage des bandes latérales et l'élimination des harmoniques.

Les inconvénients du système de modulation sont le taux de modulation $\leqslant$ 80 % et le faible rendement. Une variante à circuit intégré est représentée fig. 66 en K11.

e) *Modulation en classe C* (1).

Pour augmenter le rendement on règle l'amplificateur en classe *C (fig. 13)*. Pour cela le transistor *(fig. 14)* est polarisé au-delà du blocage par une tension positive appliquée à l'émetteur par le pont diviseur $R_1\,R_2$, la base étant à la masse en continu. La modulation par le collecteur (*fig. 65* en K11) permet un taux de modulation plus élevé et des réglages plus faciles.

(1) Sur étage de puissance HF, la classe C permet des rendements de 90 à 100 %.

ÉMISSION

MODULATION D'AMPLITUDE

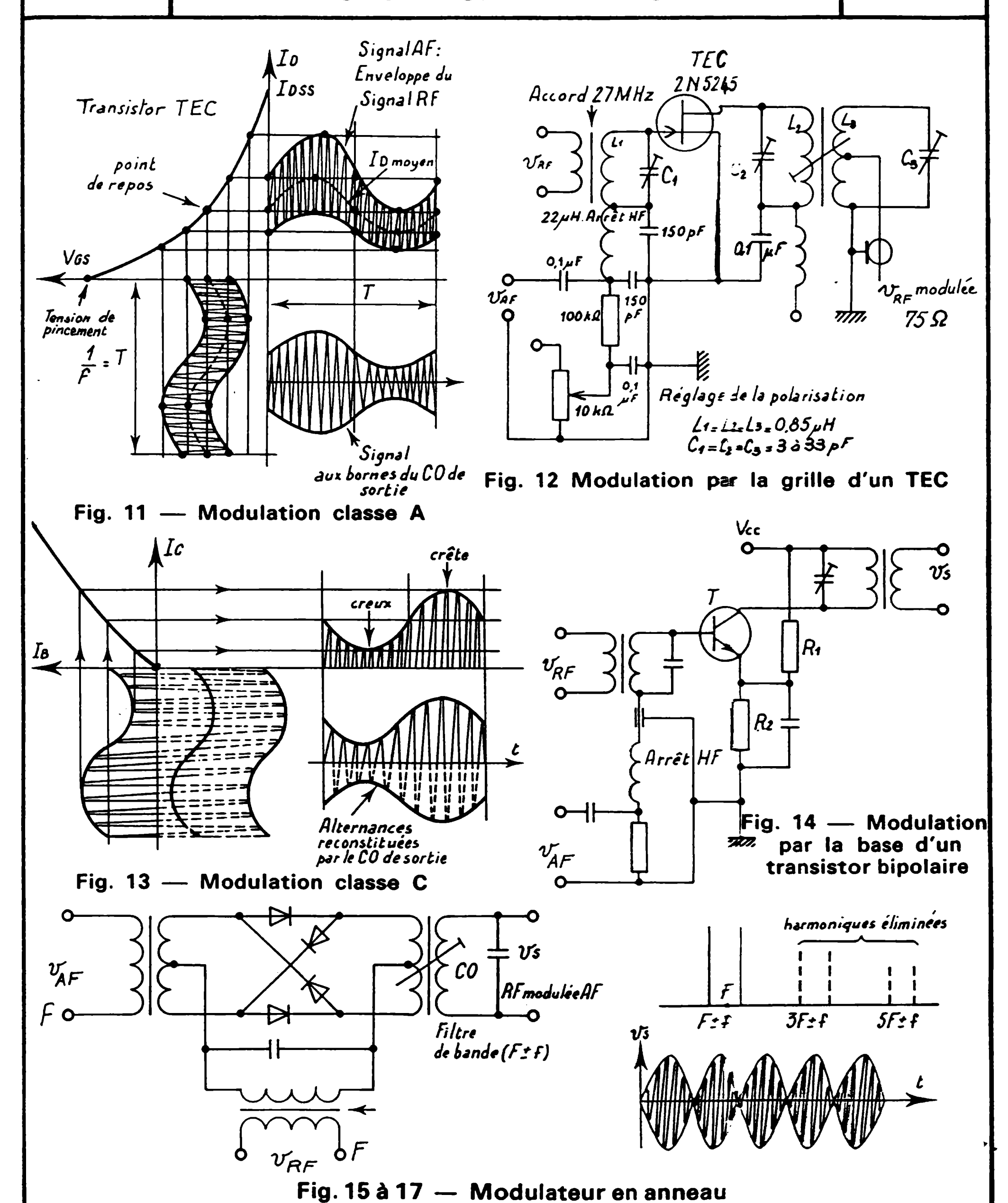


Fig. 11 — Modulation classe A

Fig. 12 Modulation par la grille d'un TEC

Fig. 13 — Modulation classe C

Fig. 14 — Modulation par la base d'un transistor bipolaire

Fig. 15 à 17 — Modulateur en anneau

f) *Modulàtion sans porteuse*

Réalisée au moyen d'un modulateur en anneau *(fig. 15 à 17) (fig. 67* en K11), elle permet d'obtenir deux raies latérales (deux bandes latérales dans le cas général) sans fréquence porteuse *(fig. 16)*. Les harmoniques supérieurs sont éliminés par filtrage. Toute l'information AF étant contenue dans une seule bande latérale, on élimine l'autre par filtrage (émission à bande latérale unique *BLU*). Les avantages principaux sont :

– efficacité d'une émission *BLU* huit fois supérieure à celle d'une émission classique ;
– place occupée en fréquence moitié moindre (3000 Hz en téléphonie) ;
– discrétion relative des communications, car la réception n'est pas possible sur un récepteur ordinaire ; il faut rétablir la porteuse centrale pour pouvoir démoduler.
– économie d'énergie (énergie véhiculée par la porteuse supprimée).

Une modulation sans porteuse peut être obtenue au moyen de circuits intégrés spéciaux *(fig. 68 et 70* en K11).

II - ÉMISSION EN MODULATION DE FRÉQUENCE (M.F.)

1° Principe

Les figures 18 à 20 montrent comment s'effectue la modulation. La fréquence porteuse RF varie de part et d'autre de la fréquence centrale au rythme de la modulation AF.

Théoriquement, la MF nécessite la transmission d'une infinité de raies latérales. Pratiquement, on limite l'excursion à 150 kHz sans inconvénient (*fig. 21* et *22*).

Les caractéristiques normalisées des émissions en MF sont portées dans le tableau ci-contre.

2° Procédés de modulation (1)

a) *Microphone HF (fig. 23)*

C'est un microphone à condensateur mis en parallèle sur le *C.O.* d'un oscillateur HF. La variation de capacité du microphone module directement la HF de l'oscillateur.

b) *Modulation par diode à capacité variable «Varicap» (fig. 24)*

La capacité de la diode polarisée en inverse par la tension V_0 est mise en parallèle sur le *C.O.* La modulation se fait en superposant la tension AF à V_0. La capacité de la diode varie au rythme de la modulation. Il faut appliquer ΔV_0 relativement faible pour limiter la distorsion pendant une alternance. C'est le procédé le plus utilisé.

c) *Modulation par noyau en ferrite saturé (fig. 25)*

La tension V crée un champ H qui sature le noyau. Lorsqu'on superpose à la tension V la tension de modulation, le champ H est modulé au même rythme, ainsi que la perméabilité μ du noyau (*fig. 26*). Il en résulte que l'inductance du circuit oscillant $L = k\mu$ varie aussi au même rythme. L'inconvénient du procédé est qu'il nécessite un champ H_0 élevé (V_0 grande). De plus, les variations rapides sont mal reproduites.

d) *Modulation par CI-8038 (fig. 69 en K11)*

3° Avantages de la modulation de fréquence

– Haute fidélité : reproduction correcte des fréquences jusqu'à 15000 Hz.
– Dynamique orchestrale respectée.
– Taux de modulation non limité.
– Peu sensible aux parasites d'amplitude.
– Insensibilité aux parasites renforcée par l'utilisation d'antennes directives.
– Meilleure sélectivité.
– Puissance émise à l'émission constante.

4° Inconvénients

– Bruit de fond élevé. On augmente le rapport signal/bruit de fond à l'émission au moyen d'un filtre de préaccentuation qui élève le niveau des hautes fréquences. On fait l'opération inverse (filtre de désaccentuation) à la réception pour rétablir le niveau.
– Rayonnement des émetteurs localisé.
– Circuits de réception plus compliqués, donc plus coûteux.
– La propagation des ondes en ligne droite en VHF limite la portée et il faut des relais pour les liaisons à longue distance.

(1) D'après $LC\omega^2 = 1$, il existe deux groupes de procédés pour moduler en fréquence, ceux utilisant les variations de C en fonction du signal modulant et ceux qui utilisent les variations de L.

ÉMISSION
MODULATION DE FRÉQUENCE

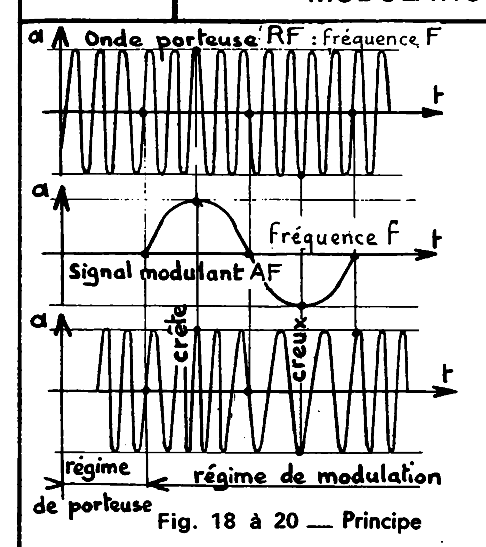


Fig. 18 à 20 — Principe

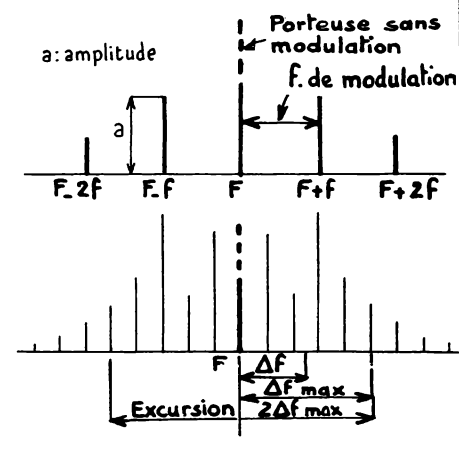


Fig. 21 et 22 — Raies latérales

CARACTÉRISTIQUES NORMALISÉES	
Gamme des émissions F.M.	87,5 à 100 MHz
Largeur d'un canal	200 kHz
Nombre de canaux	62
Excursion de fréquence	$2\Delta f_{max} = 150$ kHz
Déviation de fréquence	$\Delta f_{max} = \pm 75$ kHz
Fréquence intermédiaire à la réception	FI : 10,7 MHz
Bande passante des étages FI à la réception	200 kHz
Constante de temps du filtre de préaccentuation	$\tau = RC = 75$ µs
Indice de modulation	$n = \Delta f_{max}/f$

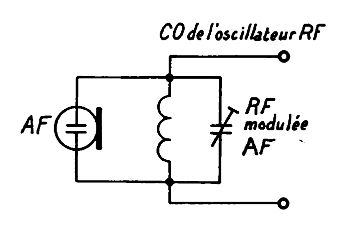


Fig. 23 — Microphone HF (ou RF). Modulation par capacité variable

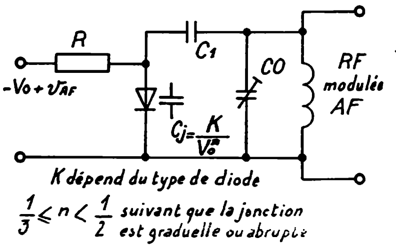


Fig. 24 — Modulation par diode à capacité variable « varicap »

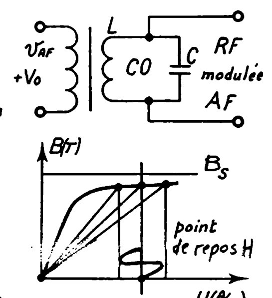
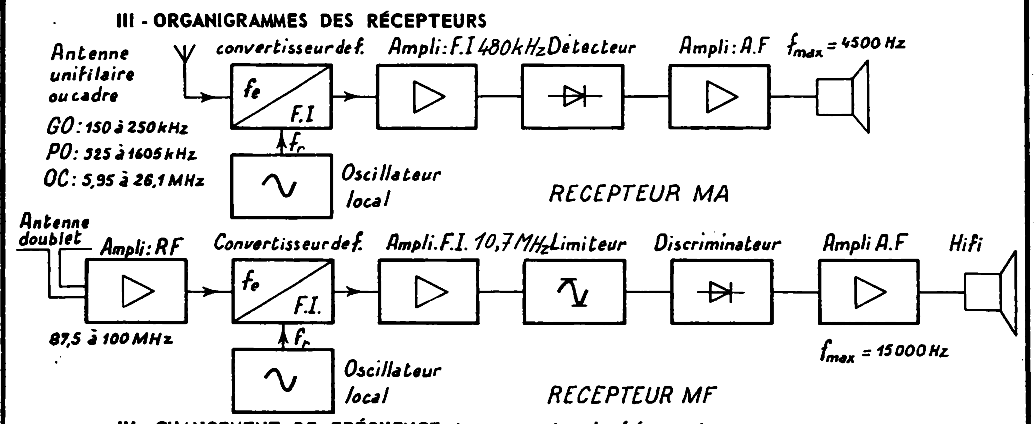


Fig. 25 et 26 — Modulation par noyau de ferrite saturé

RÉCEPTION
CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

III - ORGANIGRAMMES DES RÉCEPTEURS



IV - CHANGEMENT DE FRÉQUENCE (ou conversion de fréquence)

1° Principe

Récepteur à amplification directe : récepteur dans lequel l'amplification avant démodulation est réalisée uniquement sur la fréquence porteuse et les fréquences voisines. Ils ont de nombreux inconvénients (manque de stabilité, faible rendement, manque de sélectivité, difficulté de réglage) et ne sont plus utilisés que pour des récepteurs très simples (radiocommande).

Récepteur hétérodyne : récepteur d'ondes entretenues dans lequel l'onde incidente est rendue audible par battement avec une oscillation de fréquence voisine fournie par un oscillateur de battement. Ce mode de réception est utilisé en télégraphie.

Récepteur superhétérodyne : récepteur dans lequel les oscillations produites par l'onde incidente sont combinées avec celles provenant d'un oscillateur local pour donner des oscillations à fréquence fixe (fréquence intermédiaire *FI*). C'est ce type de réception qui est utilisé sur tous les récepteurs de radiodiffusion «grand public».

2° Méthode des battements

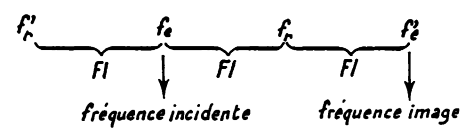
Lorsqu'on superpose à la fréquence d'entrée f_e la fréquence de l'oscillateur local f_r, on obtient un signal résultant complexe comprenant les fréquences f_e, f_r, $f_e \pm f_r$ et de nombreux harmoniques des fréquences précédentes.

Si la charge du transistor qui réalise la superposition est un circuit bouchon accordé sur $FI = f_r - f_e = 480$ kHz (ou 455 kHz), seule cette fréquence sera sélectionnée.

En ondes kilométriques (GO) et hectométriques (PO), on utilise le battement infradyne ($f_e < f_r$). La fréquence f_r étant plus élevée, les CV sont plus petits donc moins encombrants et moins coûteux.

En ondes décamétriques (PO), on utilise le battement supradyne ($f'_r < f_e$), car la fréquence de l'oscillateur local étant plus faible, elle est plus facile à maintenir constante.

3° Fréquence image



Si la fréquence de l'oscillateur local est f_r, on remarque que la fréquence intermédiaire peut être obtenue par une autre fréquence d'entrée f'_e symétrique de la fréquence f_e par rapport à f_r. Cette fréquence f_e est appelée fréquence image et donne lieu à une réception parasite.

Cette réception produit un sifflement si la plage de fréquences est supérieure à la différence $f'_e - f_e = 2\,FI = 960$ kHz (ou 910 kHz).

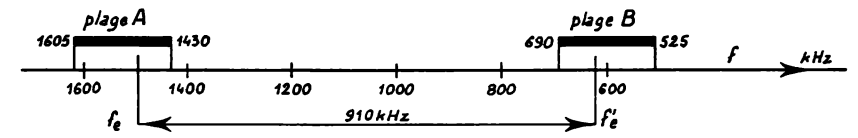
3° Fréquence image *(suite)*

a) *Ondes kilométriques* (GO)

Le battement sur la fréquence image n'est pas à craindre, car la plage de fréquences (150 à 250 kHz) est nettement inférieure aux valeurs ci-dessus.

b) *Ondes hectométriques* (PO)

Le battement sur la fréquence image est possible, comme le montre le graphique ci-dessous.



Avec FI = 455 kHz, nous voyons par exemple qu'en recevant une émission sur la plage A nous pourrons avoir une émission parasite par un émetteur situé sur la plage B.

Ce risque est diminué
- en augmentant la sélectivité,
- en augmentant la valeur de la FI (480 kHz meilleur que 455 kHz).
- en utilisant à l'entrée un circuit présélecteur.

c) *Ondes métriques* (OC)

Le risque est grand de recevoir la fréquence image du fait de la plage de fréquences étendue (20 MHz), d'où l'intérêt d'utiliser des bandes étalées pour rejeter la fréquence image en dehors. Certains récepteurs professionnels ou militaires utilisent une fréquence intermédiaire assez élevée.

4° Choix du mode de changement de fréquence

a) *Changement de fréquence additif*

Les signaux d'entrée et de l'oscillateur local sont appliqués en série sur le circuit base émetteur du transistor convertisseur. La tension de sortie est proportionnelle à la somme des deux tensions d'entrée. C'est le mode le plus utilisé en radiodiffusion et télévision, car c'est le plus simple à mettre en œuvre.

b) *Changement de fréquence multiplicatif*

Les signaux d'entrée et de l'oscillateur local sont appliqués sur chacune des portes d'un transistor *MOS* à double porte. La tension de sortie aux bornes de la charge est proportionnelle au produit des deux tensions d'entrée. La distorsion est plus faible, le rayonnement (1) négligeable, le taux de transmodulation (2) dix fois plus faible qu'avec les transistors bipolaires.

c) *Changement de fréquence par détection diode*

En UHF on utilise une détection par diode à cristal, car le temps de transit est plus faible.

d) *Double changement de fréquence*

Utilisé sur récepteurs de trafic en MA ou sur récepteurs professionnels, il permet une augmentation importante de la sélectivité.

5° Avantages du changement de fréquence

- Réglages simplifiés : les circuits à fréquence intermédiaire sont fixes.
- Amplification à FI facile, importante et uniforme sur toutes ondes.
- Excellent rendement en ondes décamétriques (et métriques), car dans un amplificateur à FI les pertes sont plus faibles que dans un amplificateur RF et le gain est plus élevé.
- Rendement de démodulation augmenté à cause de l'amplification préalable importante permettant une démodulation linéaire.
- Sélectivité élevée : l'écart relatif entre deux stations est plus grand en moyenne fréquence qu'en haute fréquence et les *C.O.* sont accordés au minimum de couplage.

(1) Rayonnement : émission par l'antenne des fréquences f_0 de l'oscillateur local ou de la *FI*.
(2) Transmodulation : influence d'un «brouilleur» sur la fréquence utile.

6° Inconvénients du changement de fréquence

– Difficulté de réaliser un écartement constant (455 ou 480 kHz) entre les fréquences f_e et f_r.

– A sensibilité égale, le bruit de fond ou souffle est plus grand qu'en réception directe. On diminue le bruit de fond en augmentant la pente de conversion ou en utilisant un amplificateur *RF* à l'entrée. Celui-ci augmente par ailleurs la sélectivité.

– Du glissement de fréquence peut apparaître, par suite du manque de stabilité de l'oscillateur local (surtout sensible en OC).

– Production de sifflements provoqués par :

- la fréquence image,
- la réception d'une fréquence voisine de la fréquence intermédiaire : par exemple un signal sur 452 kHz combiné à 455 kHz donnera un sifflement de fréquence 3000 Hz ; c'est la raison pour laquelle la *FI* est choisie dans une gamme pratiquement non utilisée ;
- la composition entre les harmoniques de la *FI* et la fréquence d'un émetteur perturbateur reproduisant f_e ; on diminue les harmoniques de la *FI* en utilisant un couplage lâche du *CO* de l'oscillateur local.

– Le rayonnement extérieur provoqué à l'antenne par la *FI* et pouvant perturber des récepteurs proches. On utilise dans ce cas, si nécessaire, un circuit accordé éliminant la *FI* à l'entrée du récepteur (réjecteur *FI*).

– Le rayonnement extérieur sur la fréquence f_r de l'oscillateur local dû aux capacités parasites ou à un couplage magnétique amenant f_r sur le circuit d'entrée. Pour l'annuler, on utilise un amplificateur *RF* présélecteur à l'entrée et on blinde les bobinages d'entrée et de l'oscillateur.

7° Convertisseurs en modulation d'amplitude

Fig. 30 - C'est un montage type employé lorsque la fréquence incidente est inférieure à 2 MHz. Les valeurs des condensateurs variables normalisés sont 280 pF × 2 et 280/120 pF. Dans ce dernier cas, la valeur du *CV* oscillateur étant plus petite, le «padding» est supprimé.

L'oscillateur est à transistor *BC*, montage présentant une résistance d'entrée faible (quelques dizaines d'ohms). Il faut prévoir l'adaptation au primaire du *CO* par prise intermédiaire.

En général, le signal incident est appliqué à la base et le signal de l'oscillateur local à l'émetteur.

L'enroulement d'entretien sur le collecteur est déterminé en fonction de la tension à obtenir aux bornes du *CO*.

Fig. 31 - Ce montage est utilisé lorsque la fréquence incidente est supérieure à 2 MHz. Il nécessite l'emploi de transistors à diffusion dont la fréquence de coupure est élevée.

Le montage précédent est modifié pour tenir compte :

- De l'angle de phase de la pente de conversion, d'autant plus différent de 180° que la fréquence est plus élevée.

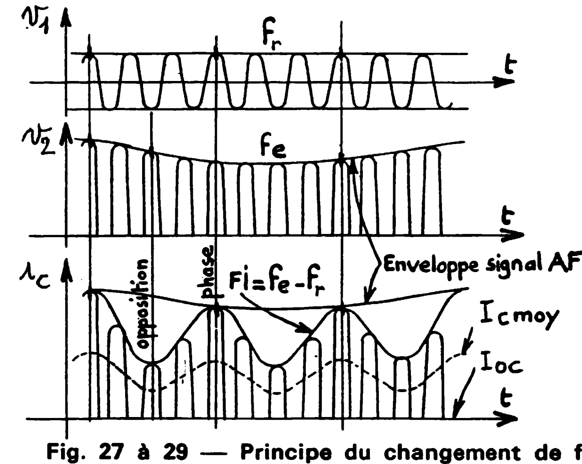
La valeur du condensateur C_1 est choisie de façon à compenser le retard de phase du courant collecteur par rapport au signal d'entrée. Ce condensateur forme avec la résistance d'entrée en *BC* du transistor un circuit déphaseur.

- De la faible différence relative de la fréquence du signal incident et de la fréquence de l'oscillateur local, risquant de provoquer le blocage par entraînement du circuit d'entrée.

Pour cela, il ne faut pas que le signal en provenance de l'oscillateur n'apparaisse entre base du transistor et le point zéro. On utilise un montage en pont, obtenu en pratiquant une prise médiane sur l'enroulement de couplage et en compensant la résistance et la capacité d'entrée par les éléments externes R_2 et C_2.

Autres procédés :

Nous avons déjà mentionné le changement de fréquence multiplicatif utilisant un transistor MOS à double porte. Divers montages peuvent être étudiés à partir de circuits intégrés comme le modulateur en anneau (*fig. 15* en K2), le détecteur de produit (*fig. 68* en K11) et le circuit multiplieur (*fig. 70* en K11). Dans chaque cas, on sélectionne en sortie la fréquence ($f_e - f_0$) au moyen d'un filtre sélectif.



Fréquence intermédiaire :

$$Fi = f_e - f_r$$

Fréquence image f'_e telle que :

$$Fi = f_r - f'_e$$

Pente de conversion :

$$Sc = \frac{\Delta I_c}{\Delta V_{BE}}$$

ΔI_c ← fréquence Fi
ΔV_{BE} ← fréquence f_e

Elle est maximale si le transistor est polarisé en classe B au repos ($I_{oc} = 0$)

$$Sc_{max.} = \frac{S}{\pi} \approx \frac{g_m}{\pi}$$

Fig. 27 à 29 — Principe du changement de fréquence additif

+Vcc
Transfo FI
Cadre ferrite
22 kΩ
i_c
270Ω
C_2 470pF
CV_1 280 pF
CO_1
C_1 0,1µF
v_2
3,9 kΩ
L_1
v_1
47nF
L_2
f_r
vers ampli F.I
CO_2 22pF
CV_2 120pF
1kΩ
22 nF
f_e
CAG

Fig. 30 — Oscillateur-mélangeur pour récepteur MA (gamme PO)

+Vcc
10nF
CO_1
C_1 1nF
Ampli FI
100pF 10Ω
C_2 R_2
CV_1
CAG
CV_2

Fig. 31 — Oscillateur-mélangeur pour récepteur MA (gamme OC)

8° Convertisseur en modulation de fréquence (*fig. 32*)

Les transistors sont du type plan épitaxié dont la fréquence de coupure peut atteindre 500 MHz. Le premier étage (transistor BF 215) est un amplificateur *RF*.

Un fonctionnement stable sans neutrodynage nécessite un montage de transistor à base commune. Le circuit oscillant d'entrée est accordé sur le milieu de la bande. L'amortissement provoqué par l'antenne et par l'impédance d'entrée du transistor est tel que la bande de 86 à 100 MHz est couverte.

Le circuit oscillant du collecteur est accordé par un *CV* de 13 pF. On place une bobine d'arrêt *RF* sur le négatif de l'alimentation.

Le convertisseur (transistor BF 226) est du type additif. Le transistor est monté en base commune, le circuit oscillant de l'oscillateur est placé dans le circuit collecteur et le mélange des deux fréquences se fait sur l'émetteur.

L'oscillateur à collecteur accordé a ses oscillations entretenues par la réaction obtenue au moyen du condensateur ajustable de 6 pF qui permet de régler la réaction.

L'accord est obtenu par les bobinages variables LV_1, LV_2 à noyaux plongeurs en ferrite, couplés mécaniquement. L_3C_3 est un réjecteur (ou trappe) accordé sur 10,7 MHz évitant à la *FI* d'être rayonnée par l'antenne.

• *Commande automatique de gain (CAG)*

Elle est obtenue par un dispositif automatique ayant pour but de maintenir sensiblement constant le niveau de la porteuse du signal utile avant détection, en agissant sur l'amplification des étages précédents.

Cette régulation est rendue nécessaire par les écarts de tension à l'entrée du récepteur pouvant varier entre 1 et 100 000. D'autre part, des phénomènes d'évanouissement plus ou moins périodiques (fading), dus à des défauts de propagation des ondes dans l'atmosphère, nécessitent d'augmenter l'amplification lorsque le signal diminue à l'entrée et inversement.

On utilise à cet effet la pente réglable des transistors *RF*. Lorsque la valeur moyenne de la tension détectée diminue, la polarisation du transistor *RF* commandée par la tension de *CAG* se déplace du côté de l'augmentation de pente, d'où une amplification plus grande.

• *Commande automatique de fréquence (CAF)*

Elle permet de compenser automatiquement la dérive de fréquence de l'oscillateur. Sur récepteur FM, le système est simple puisqu'on possède déjà le détecteur de fréquence. La composante continue détectée fournit une tension dont le sens varie en même temps que les variations de la *FI*. Il suffit de placer en parallèle sur le *CO* de l'oscillateur une diode à capacité variable avec la tension qui lui est appliquée (Varicap). Sa variation de capacité compense exactement la dérive de fréquence.

9° Commande unique

Quelle que soit la fréquence du signal à l'entrée, la fréquence intermédiaire *FI* doit rester constante. Cet écart constant doit être maintenu en commandant avec le même axe (commande unique) les deux *CV*, celui du circuit d'entrée et celui de l'oscillateur local.

Cette solution rigoureuse nécessite des bobines identiques et des *CV* à variation linéaire de fréquence dont les rotors sont décalés d'un angle convenable.

Pour des raisons de prix, on utilise deux *CV* «standard» identiques à profil circulaire (1) et des bobines différentes. Mais la différence *FI* ne peut plus être constante (*fig. 33*). On peut néanmoins, avec des condensateurs ajustables incorporés au *CO* de l'oscillateur local, obtenir une caractéristique corrigée qui coïncide en trois points avec la caractéristique idéale (*fig. 37*).

Deux dispositions peuvent être adoptées (*fig. 34* et *35*) :

– le condensateur en série C_p avec la bobine est appelé «padding»;

– le condensateur en parallèle C_t avec le *CV* est appelé «trimmer».

Généralement C_p est fixe, le réglage se faisant avec C_t et L_0. Le montage de la figure 34 permet un calcul précis des éléments du *CO*, alors que le montage de la figure 35 ne permet qu'un calcul approximatif.

L'action du trimmer est surtout sensible aux fréquences élevées *(fig. 36 et 37)*.

L'action du padding est surtout sensible aux fréquences basses.

En OC on supprime le padding et le réglage se fait en deux points seulement.

(1) Pour la normalisation des *CV* standard ou midline, voir *Technologie d'électronique*, du même auteur. Quelquefois, on utilise des inductances variables (*LV*) à la place des condensateurs variables (*CV*). Un exemple est donné à la figure 32.

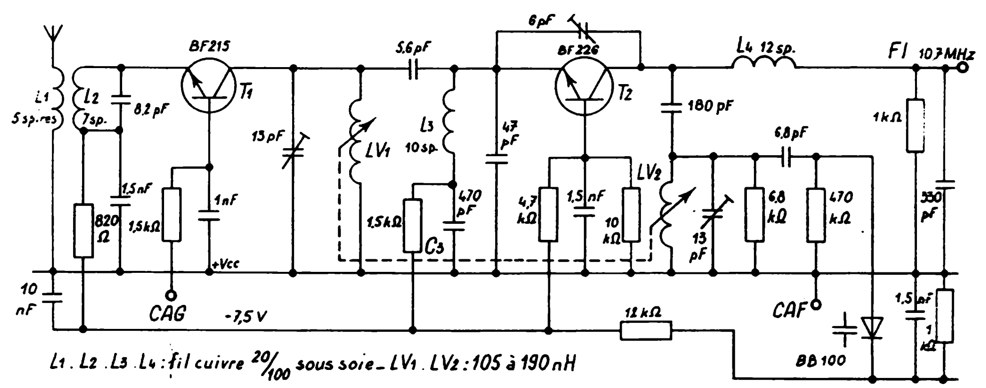


Fig. 32 — Ampli RF et oscillateur-mélangeur pour récepteur MF

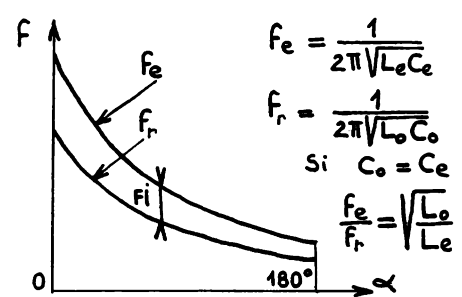


Fig 33 - Variation de fe et fo sans correction

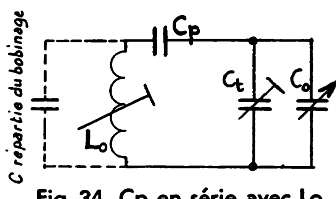


Fig. 34 Cp en série avec Lo

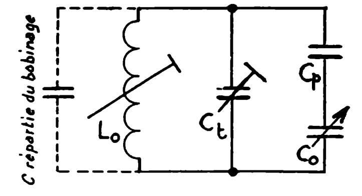


Fig. 35 - Cp en série avec Co

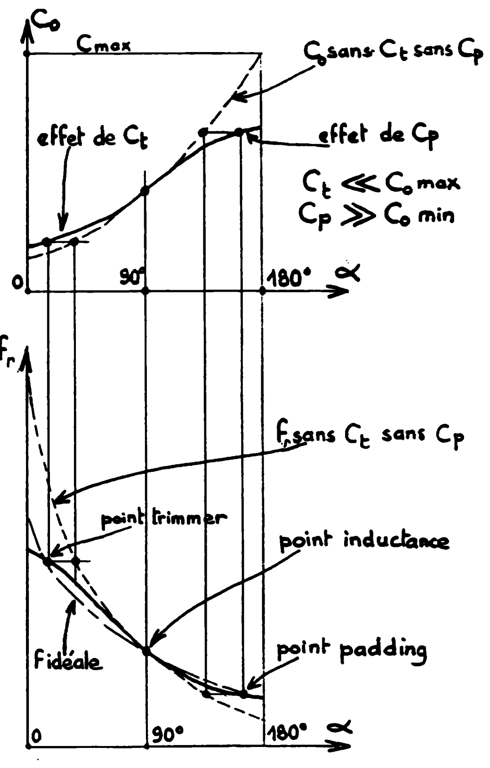


Fig. 36 et 37 - Variation de fo avec correction

V - CIRCUITS D'ENTRÉE

1° Réception sur antenne

Fig. 38 - Bloc d'accord type pour trois gammes d'ondes :

GO	150 à 285 kHz	T_1 à T_6 : condensateurs «trimmer»
PO	525 à 1 605 kHz	P_1 et P_2 : condensateurs «padding»
OC	6 à 18 MHz	

Le changement de gammes se fait au moyen d'un commutateur rotatif à galettes, ou bien par un commutateur à tiroirs commandés par touches ou boutons poussoirs.

Les antennes pour récepteurs AM sont non directives ou peu directives. Elles doivent recevoir de larges bandes de fréquences et ne sont pas accordées.

L'antenne théorique quart d'onde est assimilable à un circuit oscillant ouvert avec un nœud d'intensité (ou un ventre de tension) au sommet (Z_{max}) et un ventre d'intensité (ou un nœud de tension) à la base (Z_{min}). Elle est le siège d'ondes stationnaires. L'antenne devant recevoir une large bande de fréquences, elle n'est pas accordée pour la plupart des fréquences. Elle est alors le siège d'ondes progressives et son efficacité est faible. Lorsqu'on ajoute une inductance en série, la longueur d'onde à la résonance est plus grande, ou une capacité en série, la longueur d'onde à la résonance est plus faible. L'effet est inverse si on place des réactances en parallèle.

La hauteur efficace d'une antenne d'appartement est d'environ 0,4 m.

Le couplage au circuit d'entrée peut être du type capacitif ou inductif. Celui de la figure 38 est du type à mutuelle inductance. Le gain est faible, mais si $L_1 > L_2$, il est relativement constant sur toute la gamme. Ce montage est très utilisé.

Fig. 40 - Bobinages d'accord avec bande étalée (BE utilisée sur gamme OC)

L'étalement des gammes d'ondes courtes est obtenu par deux condensateurs dont la valeur dépend de la bande choisie. Le condensateur C_2 abaisse les fréquences correspondant à la gamme normale, tandis que C_1 les augmente (*fig. 39*).

Parfois on utilise des CV auxiliaires de faible capacité, entraînés par le même axe que les CV habituels. Ils permettent un étalement continu de la gamme de fréquences.

– Sur certains récepteurs, le commutateur permet d'obtenir des stations préréglées.

Sur des récepteurs de bas prix de revient, les bobinages sont simplifiés. Ils sont montés en autotransformateur avec une partie commune aux différentes gammes d'ondes.

2° Réception sur cadre

Les cadres sont des collecteurs d'ondes sensibles à la composante magnétique du champ (1) ; les bobinages sont enroulés sur un bâtonnet en ferrite doux à grande perméabilité. Ils constituent les inductances du CO d'entrée. La réception en ondes décamétriques (OC) se fait généralement sur antenne.

Avantages : l'orientation du cadre dans la direction de l'émetteur le rend peu sensible aux parasites venant d'une direction perpendiculaire, et il permet d'éliminer des émetteurs gênants.

D'autre part, les parasites faisant surtout sentir leur action par la composante électrostatique, les cadres y sont peu sensibles.

Ils sont sélectifs, peu encombrants et universellement adoptés en réception grand public.

Fig. 41 - Bloc d'accord avec deux positions : antenne ou cadre

La touche *C* est liée mécaniquement à la touche *A*. En appuyant sur *C* on libère *A*, et les contacts supérieurs de *A* sont établis. La touche PO est solidaire de la touche GO. Il ne peut y en avoir qu'une d'enfoncée.

(1) La hauteur équivalente d'un cadre (*H*) correspond à la hauteur effective d'une antenne donnant une tension aux bornes du circuit d'entrée du récepteur équivalente à celle donnée par le cadre.

Hauteur effective : $h = 2\pi \mu n s / \lambda$. $H = Q \cdot h$.

μ : perméabilité effective — s = section du cadre en m²

n : nombre de spires — λ : longueur d'onde en m.

Cadre ferrite à haute impédance : $h \approx 0{,}006$ à $0{,}008$ m.

Le coefficient de qualité Q atteint pratiquement 250 à 1 MHz.

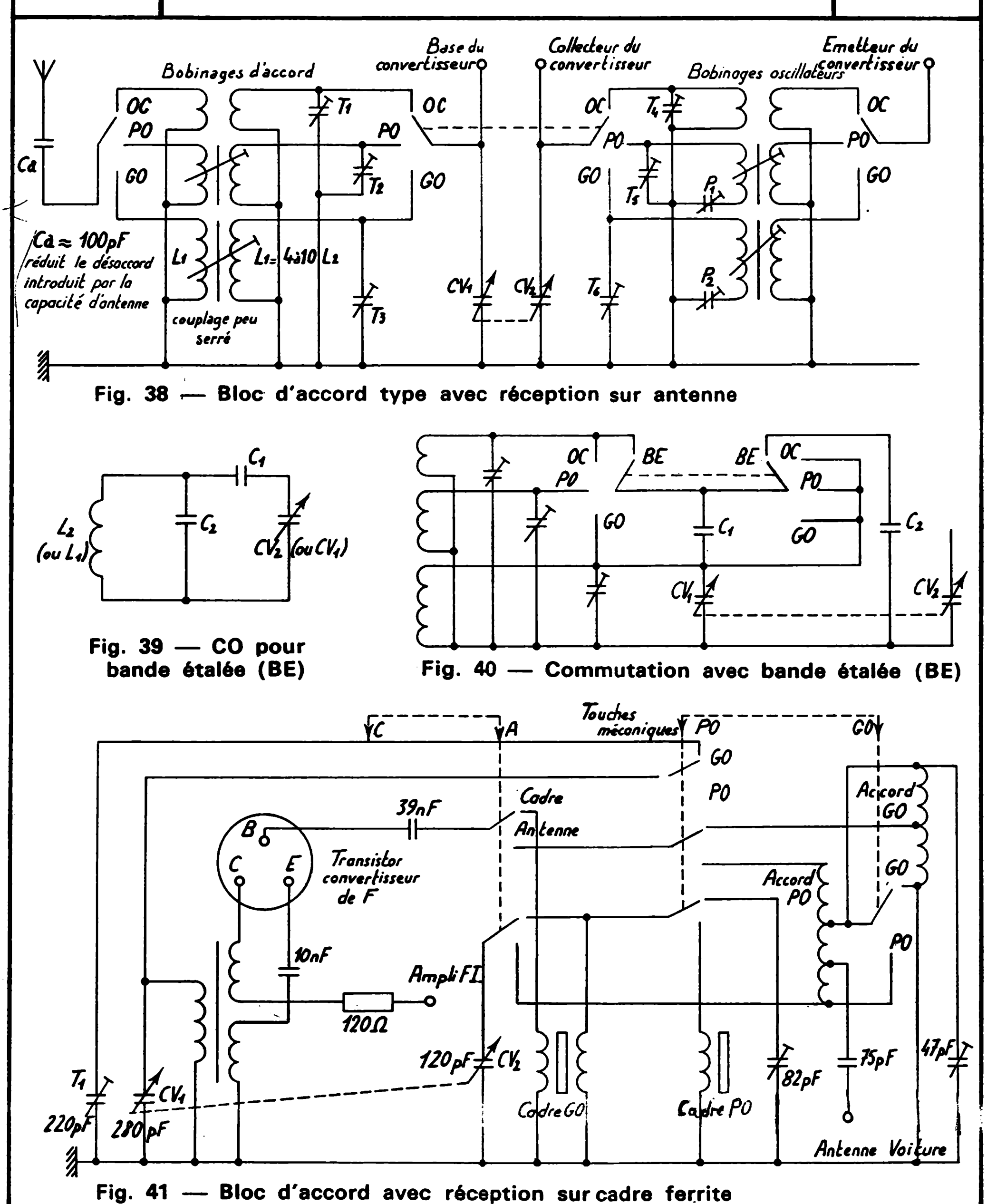


Fig. 38 — Bloc d'accord type avec réception sur antenne

Fig. 39 — CO pour bande étalée (BE)

Fig. 40 — Commutation avec bande étalée (BE)

Fig. 41 — Bloc d'accord avec réception sur cadre ferrite

VI - AMPLIFICATION DE LA F.I.

1° Réception en MA

a) *Principe*

Après le changement de fréquence, la fréquence intermédiaire normalisée et fixe peut être amplifiée par des transistors HF de type «plan épitaxié» ou par des circuits intégrés spécialement étudiés pour cet usage avec des circuits préréglés.

Les liaisons entre les étages FI (deux étages) se font par des transformateurs accordés, ayant une excellente courbe de sélectivité tout en ayant une bande passante globale à 3 dB égale à 9 kHz afin de laisser passer convenablement le signal AF (B_3 = 6 kHz en téléphonie).

Les transformateurs sont différents et peuvent être soit à primaire seul accordé, soit à primaire et secondaire accordés.

Les deux premiers transformateurs sont réglés au couplage critique ($i \approx 1$) ou très légèrement au-dessus, le troisième avec un couplage plus serré ($i \approx 1{,}5$) pour compenser l'amortissement introduit par la diode de détection. Le couplage est réglé au moyen d'une vis en ferrite doux que l'on enfonce plus ou moins dans les bobinages. La courbe de sélectivité globale doit avoir la forme de la courbe en trait plein ci-contre (B_3 = 9 kHz).

$\omega_1 = \omega_r / \sqrt{1+k}$ $\qquad \omega_2 = \omega_r / \sqrt{1-k}$

Facteur de couplage $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$

Indice de couplage $i = k\sqrt{Q_1 \cdot Q_2}$

$L_1 L_2$ inductances du primaire et du secondaire

$Q_1 Q_2$ coefficient de qualité de L_1 et L_2

b) *Application*

Fig. 42 - On utilise en général deux étages à FI, soit trois transformateurs. Les prises intermédiaires sur les enroulements permettent de diminuer l'amortissement provoqué par les faibles résistances en parallèle sur les CO. La fréquence de coupure des transistors doit être comprise entre 5 et 10 MHz. Ils sont polarisés et stabilisés de façon classique. La diode SFD 106 est une diode d'amortissement utilisée en complément de la CAG qui polarise le premier transistor amplificateur (voir principe CAG en K6).

Le courant I_B du premier transistor amplificateur FI est commandé par la tension de CAG. Pour les signaux faibles, la diode D_1 est polarisée au blocage par la résistance R. Pour les signaux forts, le potentiel en A diminue par suite de la diminution de I_C consécutive à la diminution de I_B contrôlée par CAG. La diode se débloque et amortit le CO, compensant ainsi partiellement l'augmentation de la résistance d'entrée du transistor. Le gain diminue et la bande passante du transformateur augmente.

La tension de CAG est à seuil réglable par le potentiomètre P.

En principe, il n'y a pas lieu de neutrodyner avec les transistors BF 233. Si un accrochage se produit, il suffit de brancher sur T_2 (éventuellement sur T_1) un condensateur céramique de 3,3 pF (C_n en pointillés sur la figure : voir principe du neutrodynage sur amplificateurs RF en K1).

2° Réception en MF

a) *Principe*

Les différences avec l'amplification FI en MA sont :

– FI = 10,7 MHz et B_3 = 200 kHz. (Pour obtenir une large bande les circuits sont surcouplés.)

– Nécessité d'utiliser trois à quatre étages d'amplification.

– Neutrodynage de chaque étage si nécessaire (cela dépend des types de transistors utilisés).

– Dernier étage fonctionnant généralement en limiteur d'amplitude. Il permet d'éliminer les parasites d'amplitude et d'appliquer au discriminateur un niveau constant. Il suffit pour cela de régler convenablement la polarisation du dernier étage pour que l'écrétage (ou limitation) se fasse à la saturation. Dans ce cas, on ne neutrodyne pas.

b) *Applications*

Fig. 43 - La tension de CAG prévue pour agir sur l'étage amplificateur RF est obtenue par détection et filtrage à partir du collecteur de T_2. Les résistances de 1 kΩ en série sur les collecteurs diminuent l'amortissement des CO.

Fig. 44 - L'amplificateur est réalisé au moyen de trois circuits intégrés utilisés avec des transformateurs à primaire et secondaire accordés. Le dernier étage joue aussi un rôle de limiteur.

RÉCEPTION
FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE

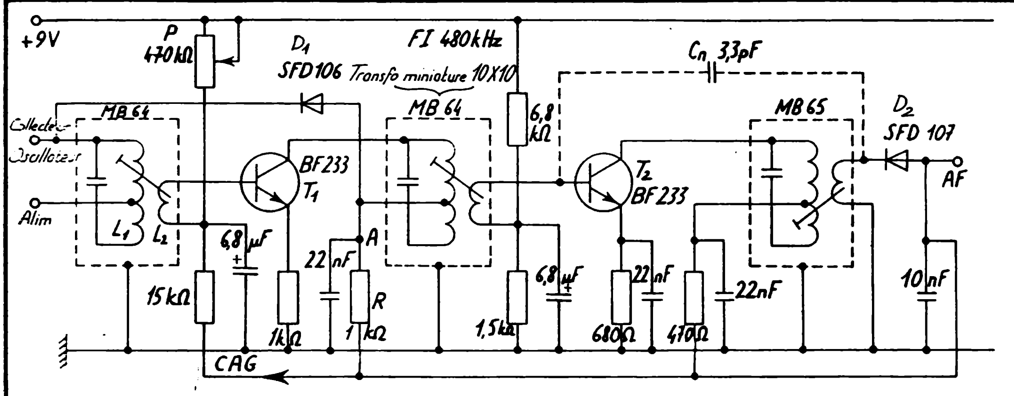


Fig. 42 — Étages amplificateurs à FI en MA

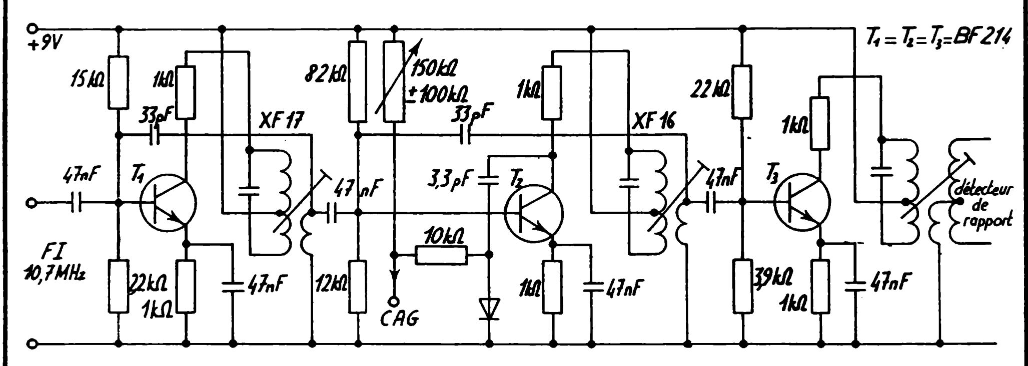


Fig. 43 — Étages amplificateurs à FI en MF

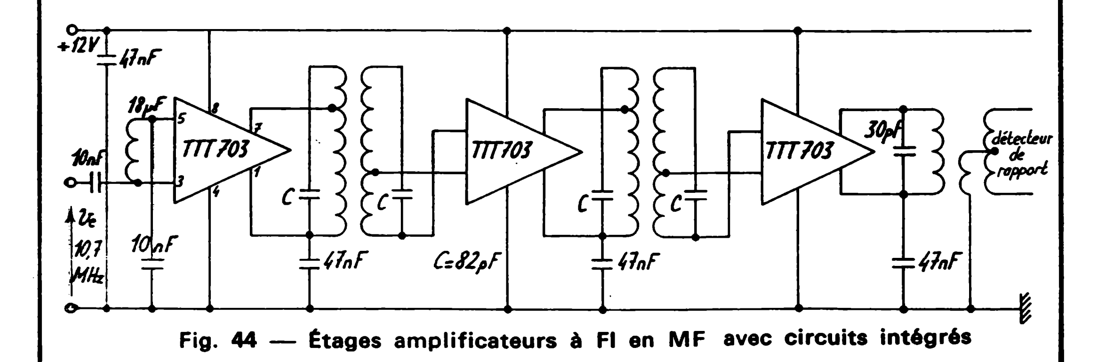


Fig. 44 — Étages amplificateurs à FI en MF avec circuits intégrés

VII - DÉTECTION EN MA

1° Principe de la détection *(fig. 54).*

– *Détection* : démodulation en vue d'obtenir le signal modulant, dans le cas d'une MA.

Le signal à l'entrée du détecteur est celui de la figure 45. Le circuit, monté suivant le schéma de la figure 50, agit comme un redresseur et ne laisse passer que les alternances positives (*fig. 46*). La cellule de détection $R_d C_d$ a une constante de temps telle qu'à ses bornes ne se développe que le signal AF auquel est superposé un signal résiduel FI (*fig. 47*) que l'on élimine au moyen d'un filtre RC (*fig. 48* et *53*).

La composante continue est éliminée par le condensateur de liaison (*fig. 49*).

2° Influence des éléments

a) *Fidélité*

Les éléments doivent être choisis de façon à permettre un taux de modulation le plus grand possible (*fig. 51*).

$$R'_d / R_d \geqslant m \text{ (taux de modulation)} \qquad \text{avec } R'_d = R_d \parallel R_e .$$

Si R_e augmente et R_d diminue, le taux de modulation peut être plus grand mais R_d ne peut être trop diminuée à cause de l'amortissement du CO attaquant l'étage détecteur.

La tension de commande automatique de gain (CAG en K6) est obtenue après filtrage de la tension AF. $T_{AF} < \tau < T$ (T_{AF} : période AF la plus basse, et T : période la plus petite de l'évanouissement.

Les figures 52 et 53 indiquent les variantes avec un potentiomètre de contrôle de volume sonore.

Si le potentiomètre est parcouru par une composante continue et sujet à crachements, il doit être d'excellente qualité.

– La FI résiduelle doit être éliminée par un filtre $R_1 C_1$ (*fig. 53*) dont la constante de temps τ est telle que :

$$T_{FI} \ll \tau_1 \ll T_{AF} \qquad \tau_1 < 10^{-4} \text{ s}$$

R_1 en série avec R_2 constitue la résistance de détection R_d. Cette résistance R_1 doit être relativement faible pour ne pas diminuer le taux de modulation admissible.

– Le choix des éléments $R_d C_d$ de la cellule de détection doit être tel que la constante de temps τ soit $\gg$ que la période de la FI et $<$ que la période la plus petite du signal AF à transmettre.

$$T_{FI} \text{ (25 à 30 fois)} \ll \tau \leqslant T_{AF} \qquad \tau = R_d C_d$$

Si la constante de temps τ est trop grande, C_d ne se décharge pas assez vite et ne peut suivre la modulation. Pratiquement :

$$5 \times 10^{-5} < \tau < 2 \times 10^{-4}.$$

b) *Sensibilité*

– Elle est donnée par le rapport v_s / v_e.

Si la capacité C_{ak} de la diode (*fig. 55*) est grande, elle constitue avec C_d un diviseur de tension capacitif qui diminue la sensibilité. On a intérêt à utiliser des diodes à cristal dont la capacité est faible.

– La résistance d'entrée R_e (1) doit être assez grande pour ne pas amortir le CO de l'étage précédent, ce qui diminuerait la sélectivité et le gain. Pour un rendement $\eta > 90\,\%$, on a :

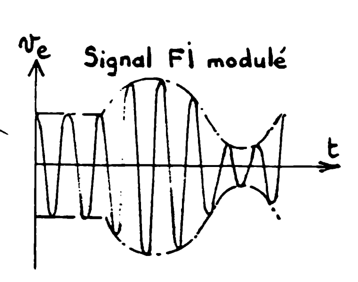
- détection quadratique (distorsion avec harmoniques pairs) $R_e \approx \rho$ diode
- détection linéaire série (R_d en série avec la diode) $R_e \approx R_d / 2$
- détection linéaire parallèle (R_d en parallèle avec la diode) $R_e \approx R_d / 3$

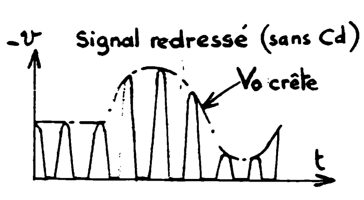
d'où l'avantage d'avoir une grande résistance interne ρ et d'utiliser une détection linéaire série.

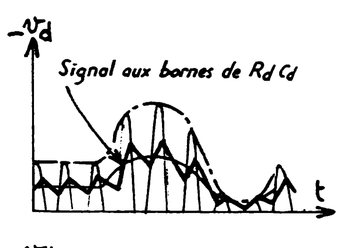
D'autre part, on peut, au moyen d'une prise médiane sur le secondaire du transformateur FI, diminuer l'amortissement du CO par le détecteur.

(1) Résistance d'entrée : celle qui, substituée au circuit détecteur, dissipe la même puissance active.

RÉCEPTION
DÉTECTION







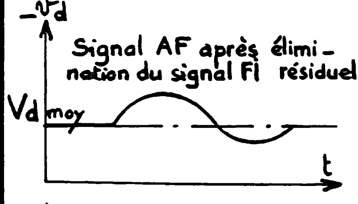




Fig. 45 à 49 Principe de la détection

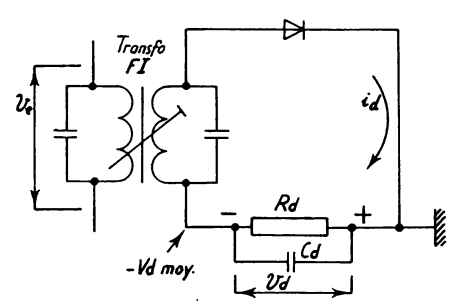


Fig. 50 - Etage détecteur

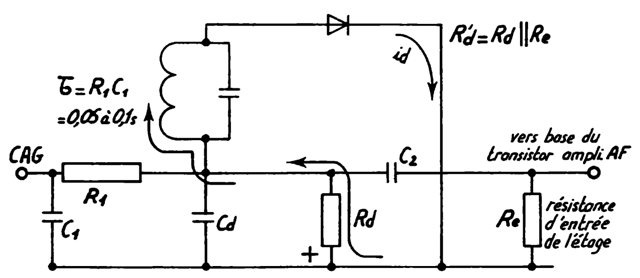


Fig. 51 - Liaison à l'étage suivant

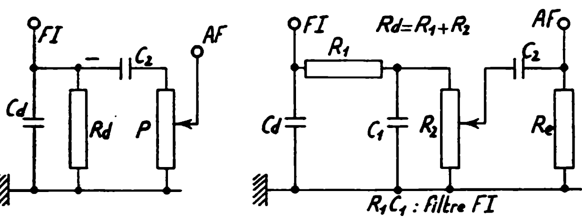


Fig. 52 et 53 - Variantes

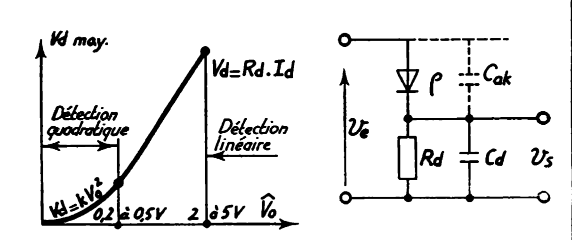


Fig. 54 — Caractéristique de détection

Fig. 55 — Influence de Cak

VIII - DÉMODULATION EN MF OU DISCRIMINATION

1° Discriminateur de phase (discriminateur Foster-Seelay)

a) *Principe (fig. 56)*

Le circuit secondaire est accordé sur la FI. Le condensateur C amène la tension primaire aux bornes de R. La tension aux bornes de R est pratiquement égale à la tension au primaire V_p. Les tensions V_{s_1} et V_{s_2} sont à tout instant égales et en opposition de phase.

Les figures 57 à 59 montrent ce que deviennent les tensions à détecter V_{d_1} et V_{d_2} lorsque la fréquence s'écarte plus ou moins de la FI.

– La tension AF aux bornes de $R_{d_1} R_{d_2}$ est égale à la différence des tensions aux bornes de R_{d_1} et R_{d_2}. La différence est d'autant plus grande que le décalage de fréquence par rapport à la fréquence intermédiaire est plus grand.

b) *Critique*

Le système est sensible à la MA et il doit être précédé d'un limiteur d'amplitude efficace. La symétrie est difficile à obtenir. On ne dispose pas de tension négative de CAG.

2° Discriminateur de rapport

a) *Principe (fig. 60 et 61)*

Les diodes sont disposées en série dans le circuit de détection. Le condensateur de 10 µF donne une tension AF nulle aux bornes de AB. Les tensions à détecter déterminent la tension AF entre les points EF.

– Si la fréquence à détecter F_0 est égale à FI : $L_{s_1} \omega = 1/C_s \omega$ et $L_{s_2} \omega = 1/C_s \omega$,

$V_{s_1} = V_{s_2}$ et $V_{c_1} = V_{c_2}$,

$V_{AF} = V_{c_1} - V_{R_1} = V_{c_2} - V_{R_2} = 0$, d'où $V_{R_1} = V_{R_2}$.

– Si la fréquence à détecter F_0 est plus grande que la FI : $L_{s_1} \omega > \dfrac{1}{C_s \omega}$.

La composition vectorielle de V_{s_1} et V_{s_3} d'une part, et de V_{s_2} et V_{s_3} d'autre part, donne, comme pour le discriminateur de phase, $V_{c_1} < V_{c_2}$, tandis que l'on a toujours $V_{R_1} = V_{R_2}$.

$$V_{AF} = V_{R_1} - V_{c_1} = V_{c_2} - V_{R_2} \quad \text{soit} \quad V_{AF} = \frac{V_{c_2} - V_{c_1}}{2}.$$

– Si la fréquence à détecter F_0 est plus petite que la FI, on a : $1/C_s \omega > L_{s_1} \omega$. La composition vectorielle des tensions donne un résultat inverse et $V_{AF} = \dfrac{V_{c_1} - V_{c_2}}{2}$.

$V_{c_1} + V_{c_2} = C^{te}$ et la tension détectée est d'autant plus grande que le **rapport** V_{c_1}/V_{c_2} s'éloigne de un.

b) *Critique*

Ce système simple a une action de limiteur, car la constante de temps $R_1 R_2 C_3$ est élevée. En A la tension négative peut être utilisée comme tension de CAG.

Pour ne pas trop amortir l'étage précédent, on préfère prélever la tension de référence par un enroulement tertiaire, couplé serré avec le primaire, et l'angle de déphasage de la tension tertiaire ne varie pratiquement pas avec la fréquence.

La sensibilité est moitié de celle du discriminateur de phase, car il ne travaille que pendant une alternance, au lieu de deux.

c) ***Variante** : fig. 62 et 63*

C'est le montage le plus utilisé. Les deux tensions RF, correspondant à l'alternance redressée, se referment par le condensateur C, aux bornes duquel on prélève la tension AF (*fig. 37*). La résistance R de 47 Ω évite une surcompensation des écarts d'amplitude et un désamortissement du primaire.

Le circuit $R_1 C_1$, **filtre de désaccentuation** dont la constante de temps est normalisée à 75 µs, a pour but de ramener les aiguës à leur niveau d'origine, car à l'émission ils sont renforcés pour augmenter le rapport signal bruit.

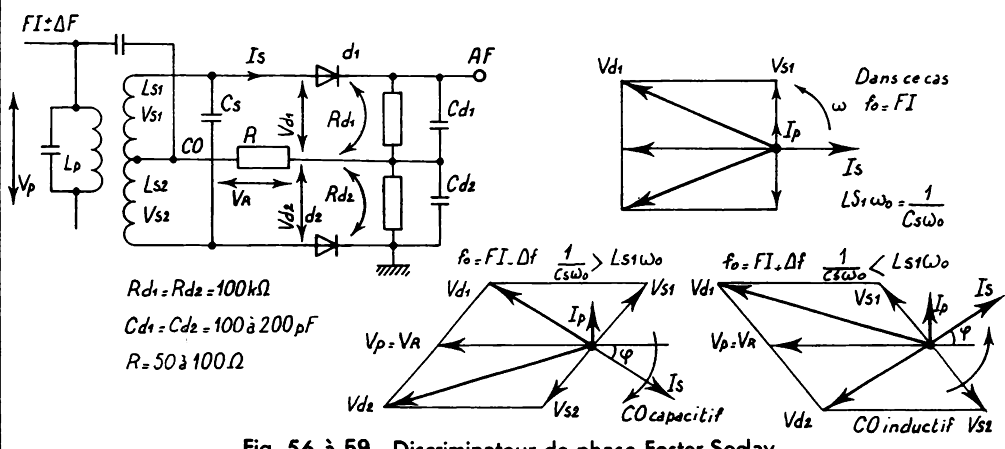


Fig. 56 à 59 - Discriminateur de phase Foster-Seelay

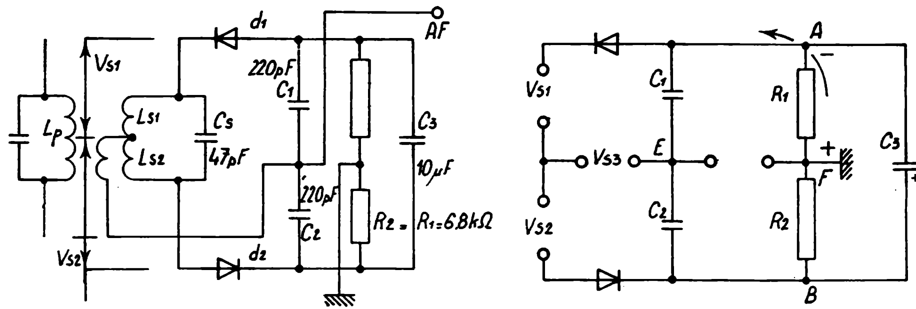


Fig. 60 - Discriminateur de rapport

Fig. 61 — Schéma simplifié de la fig. 60

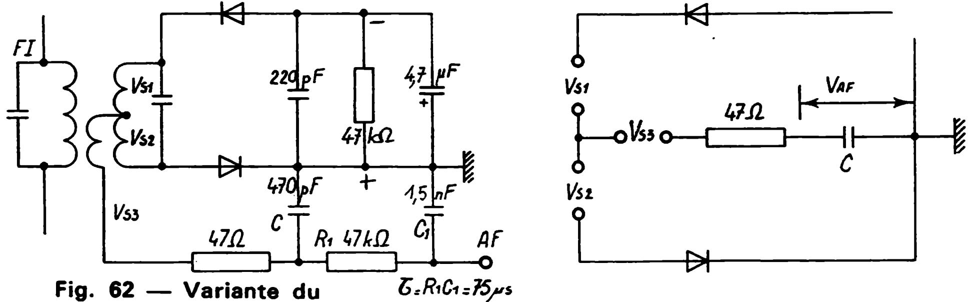
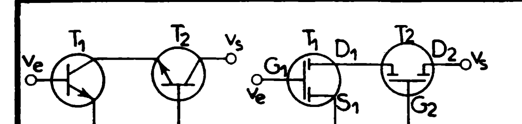


Fig. 62 — Variante du discriminateur de rapport

Fig. 63 — Schéma simplifié de la fig. 62

ÉMISSION-RÉCEPTION
APPLICATIONS



Montage cascode à T. bipolaires et son équivalent à MOST

T_1 désadapté en sortie permet d'avoir une bonne stabilité

T_2 monté BC (ou GC) permet d'avoir un gain élevé sans neutrodynage. Une CAG peut être appliquée sur la base (ou grille) de T_2

Avec MOSFET la grande Z_e n'amortit pas le CO d'entrée (g^{de} sélectivité)

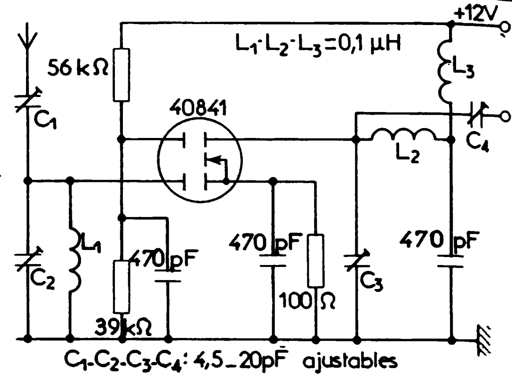


Fig. 64 — Préampli. HF accordé dans la gamme 152-154 MHz

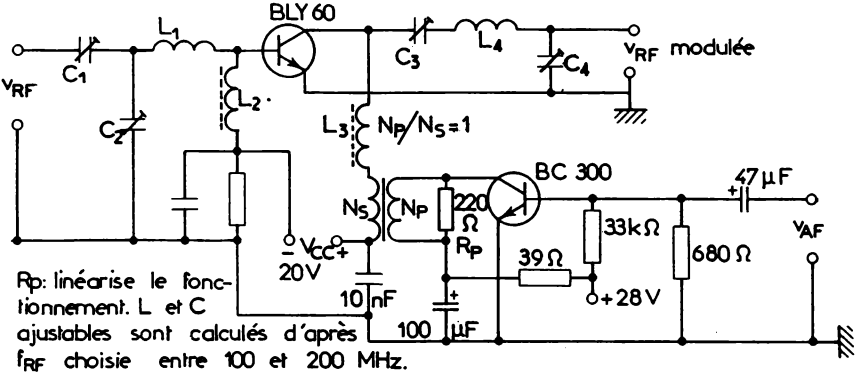
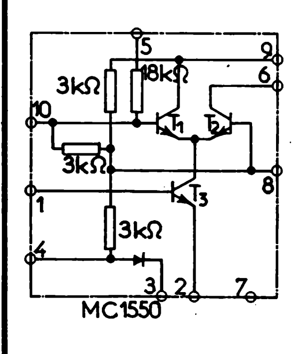
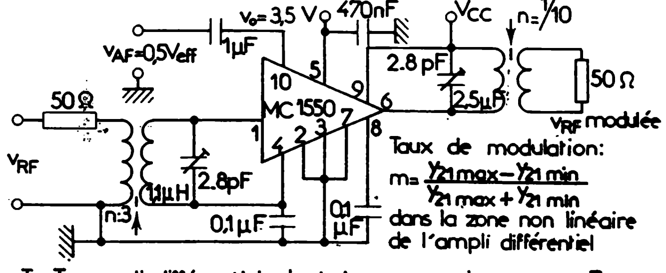


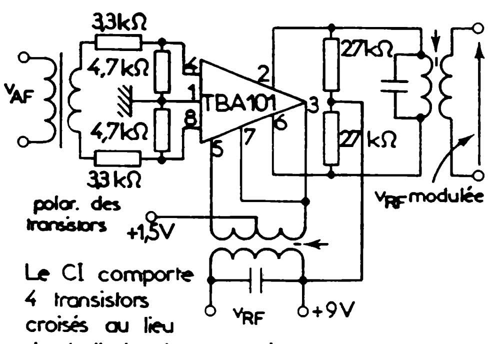
Fig. 65 — Etage ampli. HF : Modulation par le collecteur





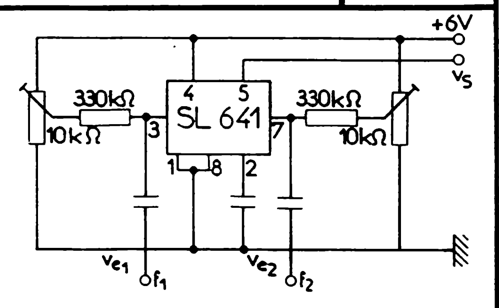
T_1 T_2: ampli différentiel dont la source de courant T_3 est modulée par le signal RF (ou encore T_2 T_3: montage cascode dont le courant de T_3 est modulé à travers T_1 par le signal AF)

Fig. 66 — Modulation d'amplitude par CI (revoir D2 : Ampli. différentiel)



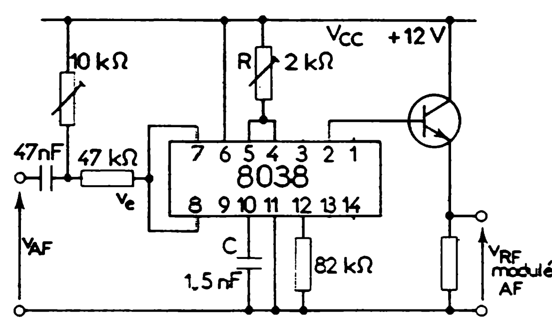
Le CI comporte 4 transistors croisés au lieu de 4 diodes. Les transistors fonctionnent en commutateur et découpent le signal AF à la fréquence porteuse

Fig. 67 — Modulateur en anneau



En v_S on recueille un signal modulé sans porteuse. ($f_1 \pm f_2$, plus harmoniques). Si on sélectionne par filtrage ($f_1 - f_2$) on obtient un convertisseur de fréquence.

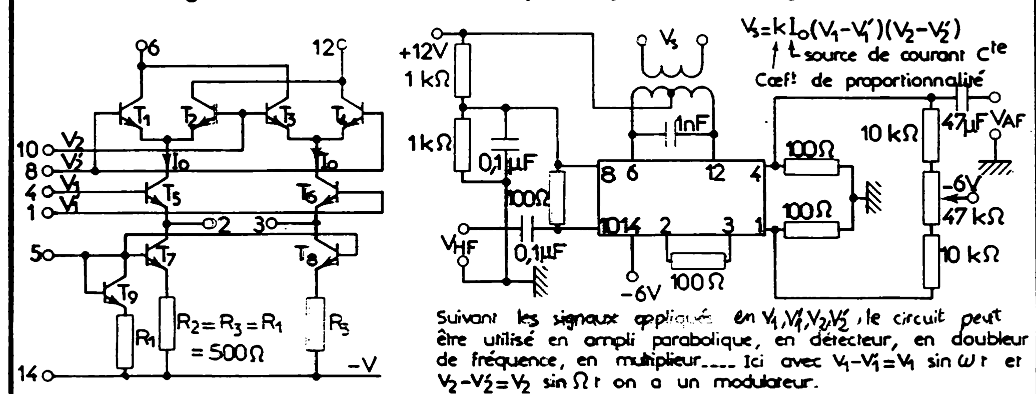
Fig. 68 — Détecteur de produit
($v_S = v_{e1} \cdot v_{e2}$)



Le circuit intégré 8038 est un générateur de fonction dont l'organisation interne est donnée en F9. Le conformateur interne à transistors transforme le signal triangulaire en sinusoïdal de fréquence $f = \frac{3(V_{CC} - v_e)}{4 V_{CC} RC}$

En l'absence de v_e, $f_0 = \frac{0,75}{RC}$. Avec $v_e = v_{AF}$ la haute fréquence (fonction de v_e) varie au rythme du signal AF.

Fig. 69 — Modulation de fréquence par circuit intégré 8038



Suivant les signaux appliqués en V_1, V_1', V_2, V_2', le circuit peut être utilisé en ampli parabolique, en détecteur, en doubleur de fréquence, en multiplieur.... Ici avec $V_1 - V_1' = V_1 \sin \omega t$ et $V_2 - V_2' = V_2 \sin \Omega t$ on a un modulateur.

Fig. 70 — Circuit multiplieur (LM 1496 - MC 1496 - CA 3091 etc.)

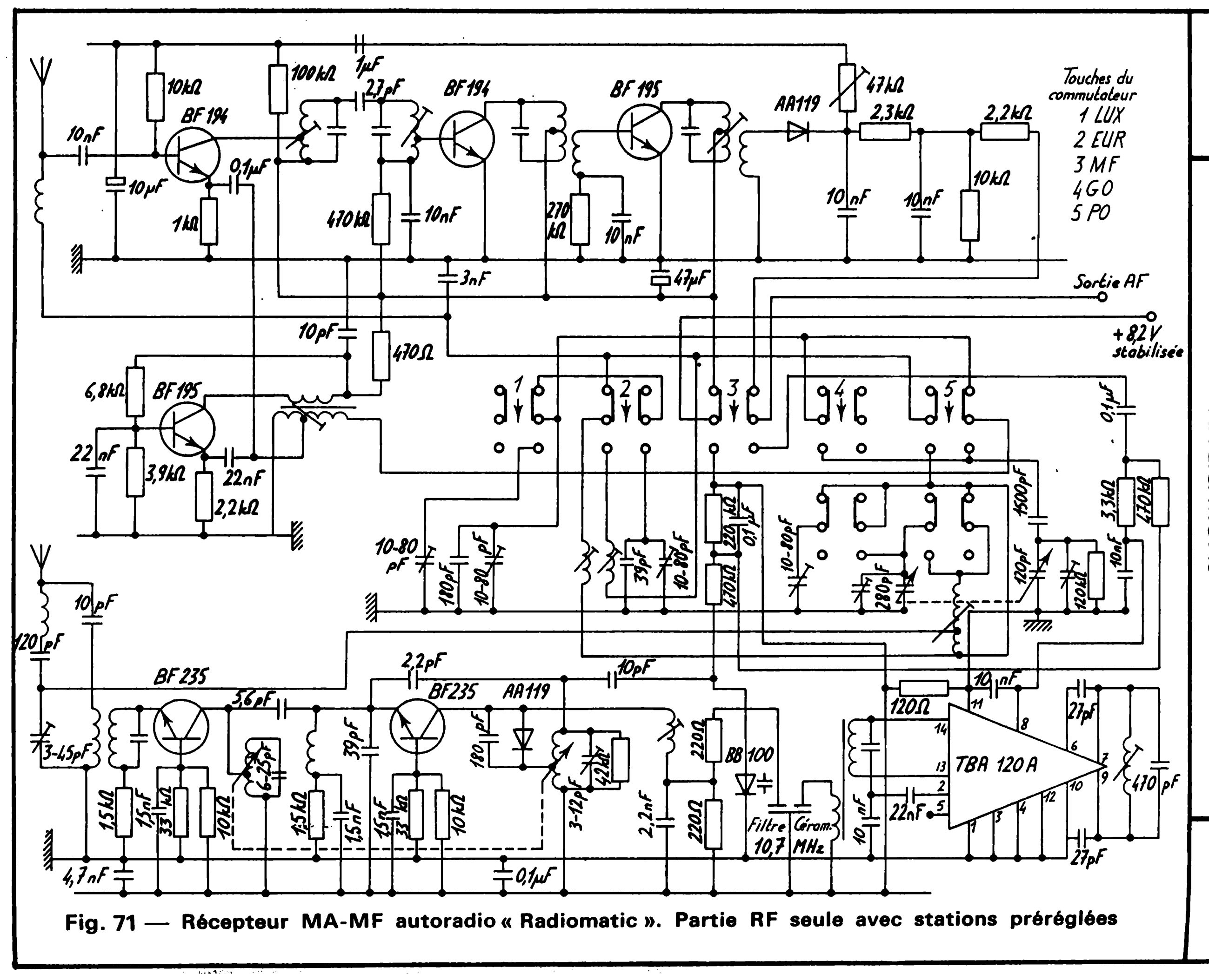


Fig. 71 — Récepteur MA-MF autoradio « Radiomatic ». Partie RF seule avec stations préréglées

Le circuit intégré TBA 570 (RTC) comporte 31 transistors, 2 diodes et 30 résistances

Tête MF
Circuit d'accord d'antenne
18 MHz f_{max} en MA
CIRCUIT INTÉGRÉ: Boîtier DIL 16 sorties
Filtre FI MF
$B_3 = 170$ kHz
Filtre FI MA
$B_3 = 5$ kHz
1er ampli FI
Convertisseur
Circuits de polarisation
Accord oscillateur local
2ème ampli FI (MA et FM)
Oscillateur local
MA MF
+VA
Discriminateur
Limiteur
Détecteur
CAG
FM AM
Préampli AF
Réseau de réaction
Driver AF
Compensation en fréquence
vers ampli AF
+VA
P de sortie sur HP 4Ω
1 W avec VA = 6V
2,3 W avec VA = 9V
6 W avec VA = 16V
B_3 de 60 Hz à 15 kHz

Fig. 72 — Récepteur mixte MA-MF à circuit intégré (Schéma synoptique)
L'utilisation d'un CI apporte à la fois une solution économique, fiable et performante. Il peut être alimenté sous 6-9 ou 16 V et associé à un étage de puissance adéquat

CONVERTISSEURS
GÉNÉRALITÉS

I - DÉFINITIONS

1° Conversion analogique-numérique : CAN

Elle consiste à transformer une tension électrique en un nombre la représentant. Ce nombre est en général exprimé dans le système binaire ou dans l'un de ses systèmes de numération dérivés.

2° Conversion numérique-analogique : CNA

Elle réalise la transformation inverse et associe donc à un nombre une tension électrique qui en est l'image.

3° Echantillonnage. Blocage (*fig. 1*)

La conversion analogique-numérique n'est pas instantanée. Aussi, à des intervalles de temps réguliers, on prélève la valeur de la tension à convertir (échantillonnage, *fig. 1b*) et on la garde dans une mémoire (blocage) jusqu'à la prise d'échantillon suivante (*fig. 1c*).

Pour que l'échantillonnage donne une image fidèle de la tension échantillonnée, il est nécessaire que la fréquence d'échantillonnage soit supérieure au double de la plus grande fréquence contenue dans la tension à échantillonner (théorème de Shannon).

II - CODES LES PLUS FRÉQUENTS

Les codes numériques utilisés dans les deux types de conversion sont du type binaire ou dérivé. Ce sont des codes pondérés, c'est-à-dire qu'à chaque chiffre binaire (ou bit) est affecté une puissance de 2. Le bit de plus fort poids est appelé MSB ; celui de plus faible poids est appelé LSB.

Le nombre de chiffres binaires utilisés dans ces codes est fini.

1° Binaire naturel (nombres positifs) (*fig. 2*)

A chaque bit est associée une puissance entière de 2. Si n est le nombre de chiffres binaires et N un nombre :

$$(N)_2 = (\alpha_{n-1}\, \alpha_{n-2} \cdots \alpha_1\, \alpha_0) \qquad \text{où} \quad \begin{cases} \alpha_i : \text{chiffres binaires} \\ \alpha_i = 0 \text{ ou } 1\,. \end{cases}$$

$$(N)_{10} = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i\, 2^i$$

La capacité décimale d'un tel code est : $K = 2^n - 1$.

Par exemple, si $n = 4$; $K = 15$ (nombres décimaux de 0 à 15).

2° Décimal codé binaire (nombres positifs) (*fig. 2*)

Dans ce code, chaque chiffre décimal est codé en binaire naturel mais conserve son poids décimal (puissance de 10). On a ainsi p groupes de 4 chiffres binaires

$$(N)_{10} = \sum_{j=0}^{p-1} 10^j \left(\sum_{i=0}^{3} \alpha_i\, 2^i \right) \qquad \text{où} \qquad \alpha_i = 0 \text{ ou } 1\,.$$

3° Nombres négatifs (*fig. 3*)

a) Représentation en valeur absolue et en signe : on code la valeur absolue en binaire naturel ou en *BCD* suivant le cas, et on ajoute un bit supplémentaire appelé bit de signe. En général, ce bit est 0 pour les nombres positifs et 1 pour les nombres négatifs.

b) Représentation en complément à 2 : on complémente à 2 l'opposé. Si le code est à n bits, y compris le bit de signe :

$$(N)_2^- = 2^n - (N)_2\,.$$

c) Représentation en binaire décalé : on fait un décalage d'origine de telle sorte que la valeur binaire 0 corresponde au nombre le plus négatif.

CONVERTISSEURS
GÉNÉRALITÉS

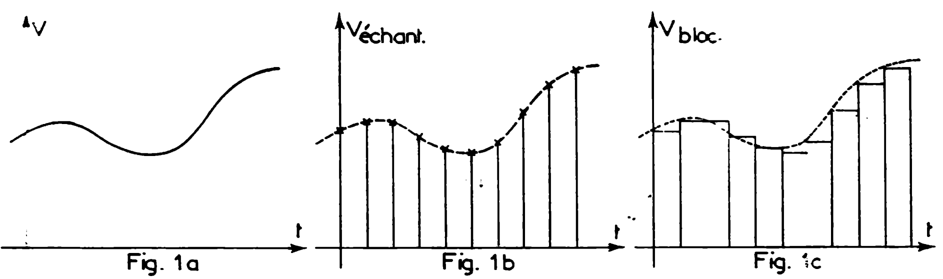


Fig. 1 — Echantillonnage. Blocage

	bin nat.	D.C.B	
15	1 1 1 1	0 0 0 1	0 1 0 1
14	1 1 1 0	0 0 0 1	0 1 0 0
13	1 1 0 1	0 0 0 1	0 0 1 1
12	1 1 0 0	0 0 0 1	0 0 1 0
11	1 0 1 1	0 0 0 1	0 0 0 1
10	1 0 1 0	0 0 0 1	0 0 0 0
9	1 0 0 1	0 0 0 0	1 0 0 1
8	1 0 0 0	0 0 0 0	1 0 0 0
7	0 1 1 1	0 0 0 0	0 1 1 1
6	0 1 1 0	0 0 0 0	0 1 1 0
5	0 1 0 1	0 0 0 0	0 1 0 1
4	0 1 0 0	0 0 0 0	0 1 0 0
3	0 0 1 1	0 0 0 0	0 0 1 1
2	0 0 1 0	0 0 0 0	0 0 1 0
1	0 0 0 1	0 0 0 0	0 0 0 1
0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
	2^3 2^2 2^1 2^0	2^3 2^2 2^1 2^0 10^1	2^3 2^2 2^1 2^0 10^0

Exemples:

–Binaire $(10110)_2$

$=1\times 2^4+0\times 2^3+1\times 2^2+1\times 2^1+0\times 2^0$

$=16+4+2=(22)_{10}$

–Décimal $(19)_{10}$

$=1\times 2^4+0\times 2^3+0\times 2^2+1\times 2^1+1\times 2^0$

$=(10011)$

–DCB (Décimal Codé Binaire)

$(\underbrace{0110}_{10^1}\ \underbrace{1000}_{10^0})_{DCB}=10^1(2^2+2^1)+10^0(2^3)$

$=60+8$

$=(68)_{10}$

$(237)_{10}=(\underbrace{0010}_{10^2}\ \underbrace{0011}_{10^1}\ \underbrace{0111}_{10^0})_{DCB}$

Fig. 2 — Codes binaires unipolaires

	val. abs. signe	bin. décalé	compt à 2
7	0 1 1 1	1 1 1 1	0 1 1 1
6	0 1 1 0	1 1 1 0	0 1 1 0
5	0 1 0 1	1 1 0 1	0 1 0 1
4	0 1 0 0	1 1 0 0	0 1 0 0
3	0 0 1 1	1 0 1 1	0 0 1 1
2	0 0 1 0	1 0 1 0	0 0 1 0
1	0 0 0 1	1 0 0 1	0 0 0 1
0	0 0 0 0	1 0 0 0	0 0 0 0
-1	1 0 0 1	0 1 1 1	1 1 1 1
-2	1 0 1 0	0 1 1 0	1 1 1 0
-3	1 0 1 1	0 1 0 1	1 1 0 1
-4	1 1 0 0	0 1 0 0	1 1 0 0
-5	1 1 0 1	0 0 1 1	1 0 1 1
-6	1 1 1 0	0 0 1 0	1 0 1 0
-7	1 1 1 1	0 0 0 1	1 0 0 1
-8		0 0 0 0	1 0 0 0

Exemples:

–Binaire valeur absolue et signe

$(01101)_{vas}=(+13)_{10}$

$(11010)_{vas}=(-10)_{10}$

–Binaire décalé

$(N)_{10}=-2^{2n-1}+\sum^{n-1}\alpha_i\ b_i$

$(1001)_{bd}=-2^3+9=(+1)_{10}\quad(n=3)$

–Complément à 2

$(N)_{10}=-\alpha_{n-1}\,2^{n-1}+\sum_0^{n-2}\alpha_i\ b_i$

$\left.\begin{array}{l}(1001)_{\bar{2}}=-1\times 8+1=(-7)_{10}\\ (0101)_{\bar{2}}=-0\times 8+5=(+5)_{10}\end{array}\right\}\ n=3$

Fig. 3 — Codes bipolaires

III - CONVERTISSEUR NUMÉRIQUE ANALOGIQUE (CNA)

1° Structure générale (*fig. 4*).

Il s'agit de transformer un nombre (binaire ou *BCD*) en une tension électrique (ou un courant électrique).

Le principe général des CNA est de commuter sur un réseau de résistances une ou des sources de tensions de référence (ou courants de référence) et d'en faire la somme. La commutation est faite avec des inverseurs à contacts mécaniques ou à portes analogiques MOS. Dans les deux cas, il faut tenir compte de ces résistances dues à la commutation.

2° Binaire signé (en valeur absolue et signe) (*fig. 5*)

On utilise deux sources de tension de référence opposées, un réseau de résistances pondérées suivant les puissances de deux, et un amplificateur opérationnel monté en sommateur. *Un tel convertisseur est dit à résistances pondérées.*

Si $(b_s\, b_{n-1}\, b_{n-2} \dots b_2\, b_1\, b_0)$ est le nombre binaire en valeur absolue et en signe, on a :

$$V_s = (-b_s + \bar{b}_s)\frac{V_{réf.}}{2^{n-1}}\sum_{i=0}^{n-1} 2^i b_i$$

Bit de signe $b_s = 0$ et $\bar{b}_s = 1$ pour les nombres positifs, l'inverse pour les nombres négatifs. C'est le convertisseur le plus simple. Sa précision dépend de la stabilité des éléments et des précisions relatives des résistances entre elles. Sa capacité est limitée car on ne peut augmenter indéfiniment la valeur des résistances.

3° DCB signé (à résistances pondérées) (*fig. 6*)

On peut reprendre le montage précédent avec des résistances *R*, 2 *R*, 4 *R*, 8 *R*, 10 *R*, 20 *R*, 40 *R*, 80 *R*, 100 *R*, ... On arrive rapidement à des valeurs prohibitives. Aussi, on utilise des décades que l'on somme de façon pondérée suivant les puissances de 10 sur un autre amplificateur opérationnel.

Si p est le nombre de décades :

$$V_s = \frac{V_{réf.}}{10^{p-1}.2^3}(-b_s + \bar{b}_s)\sum_{j=0}^{p-1} 10^j\left(\sum_{i=0}^{3} 2^i d_{ji}\right).$$

Dans ce code, toutes les combinaisons possibles des chiffres binaires ne sont pas utilisées.

4° CNA à échelle *R*/2 *R*

a) Réseau *R*/2 *R* (*fig. 7a, 7b*) : chaque générateur voit un diviseur de rapport 1/3 et chaque nœud voit un diviseur de rapport 1/2.

La résistance de sortie de ce réseau est toujours égale à *R*.

b) Convertisseur en binaire naturel (*fig. 7c*) : si l'inverseur p met la source de tension correspondante en service, $V_p = V/3 = V_0$, quel que soit le point *P* choisi. Le point *A* voit une tension $V_A = V_0/2^p$ dans ce cas. Quand plusieurs sources sont connectées, on a :

$$V_s = \frac{-V_0 . k}{2^{n-1}}\sum_{i=0}^{n-1} 2^i b_i .$$

L'amplificateur opérationnel permet de ne pas désadapter la sortie du réseau en échelle.

5° CNA à code binaire décalé et binaire, complément à 2

a) Binaire décalé (*fig. 8a*) : il suffit par exemple de rajouter en permanence une tension égale à $-V_{réf.}$

$$V_s = -V_{réf.} + \frac{V_{réf.}}{2^{n-1}}\sum_{i=0}^{n-1} 2^i b_i .$$

b) Complément à 2 et réseau *R*/2 *R* (*fig. 8b*) : ici, la source $V_{réf.}$ supplémentaire est commandée par le bit de signe

$$V_s = -V_0\, k b_{n-1} + k\frac{V_0}{2^{n-1}}\sum_{i=0}^{n-2} 2^i b_i .$$

CONVERTISSEURS NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE

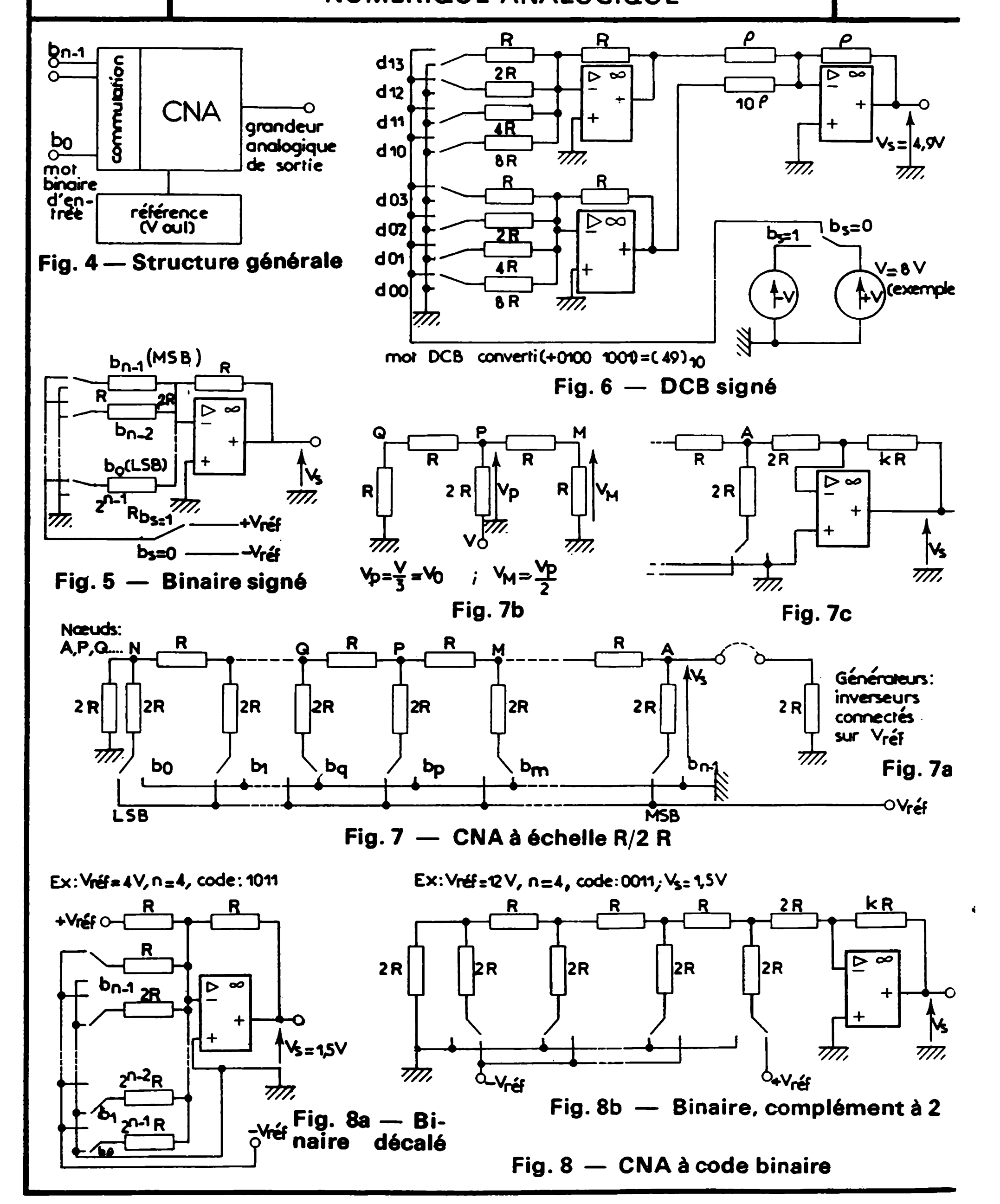


Fig. 4 — Structure générale

Fig. 6 — DCB signé

Fig. 5 — Binaire signé

Fig. 7b

Fig. 7c

Fig. 7a

Fig. 7 — CNA à échelle R/2 R

Fig. 8a — Binaire décalé

Fig. 8b — Binaire, complément à 2

Fig. 8 — CNA à code binaire

IV - CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE (CAN) PAR UTILISATION D'UN CNA

1° Structure générale (*fig. 9*)

Il s'agit de transformer une tension électrique en un nombre binaire. Pour cela, on fabrique à l'aide d'une logique appropriée un nombre binaire. Celui-ci est envoyé à tout instant sur un CNA qui le transforme en une tension. Cette dernière est comparée en permanence avec la tension à convertir au moyen d'un comparateur. Lorsque l'égalité est réalisée, on arrête la génération du nombre binaire. La dernière valeur de celui-ci est l'équivalent binaire de la tension à convertir.

2° CAN incrémental (à rampe numérique) (*fig. 10*)

Un compteur binaire naturel commandé par une horloge génère une suite de nombres binaires croissants, la différence entre deux nombres consécutifs étant égale à 1. L'horloge est commandée par la sortie du comparateur. Dès que $V_{CNA} = V_{entrée}$, l'horloge ne fournit plus d'impulsions et le comptage s'arrête. Le contenu du compteur est l'image numérique de la tension d'entrée.

3° CAN à essais successifs (*fig. 11*)

On essaie tout d'abord le bit de plus fort poids. Si la conversion analogique de ce dernier donne une valeur inférieure à la tension à convertir, on conserve ce bit et on essaie le bit immédiatement inférieur et on compare à nouveau, etc.

Lorsque la conversion donne un résultat supérieur à la tension à convertir, on remplace le dernier bit essayé par un 0 et on essaie le suivant. Ceci jusqu'à l'épuisement des bits. L'image de la tension à convertir est égale au contenu du registre de sortie de la logique.

Ce type de convertisseur est plus compliqué que le précédent. Mais, il est plus rapide. Si n est le nombre de bits possibles dans les deux cas, il faut ici au plus n essais pour réaliser une conversion complète, soit n tops d'horloge. Dans le cas du convertisseur incrémental, il faut 2^n tops d'horloge au plus pour réaliser une conversion complète.

V - CAN A CONVERSION TENSION-FRÉQUENCE (*fig. 12*)

La tension à convertir commande un oscillateur commandé par une tension (V.C.O.). Cet oscillateur fournit une fréquence proportionnelle à la tension à convertir.

Une logique comprenant une base de temps et un système de comptage constitue un fréquencemètre (on compte le nombre de périodes pendant une durée constante et connue). Après chaque comptage, le contenu du compteur est l'équivalent numérique de la tension à convertir.

VI - CAN A CONVERSION TENSION-DURÉE

1° CAN à simple rampe

Cité pour mémoire car peu fiable et peu précis. Il a été abandonné au profit du convertisseur à double rampe.

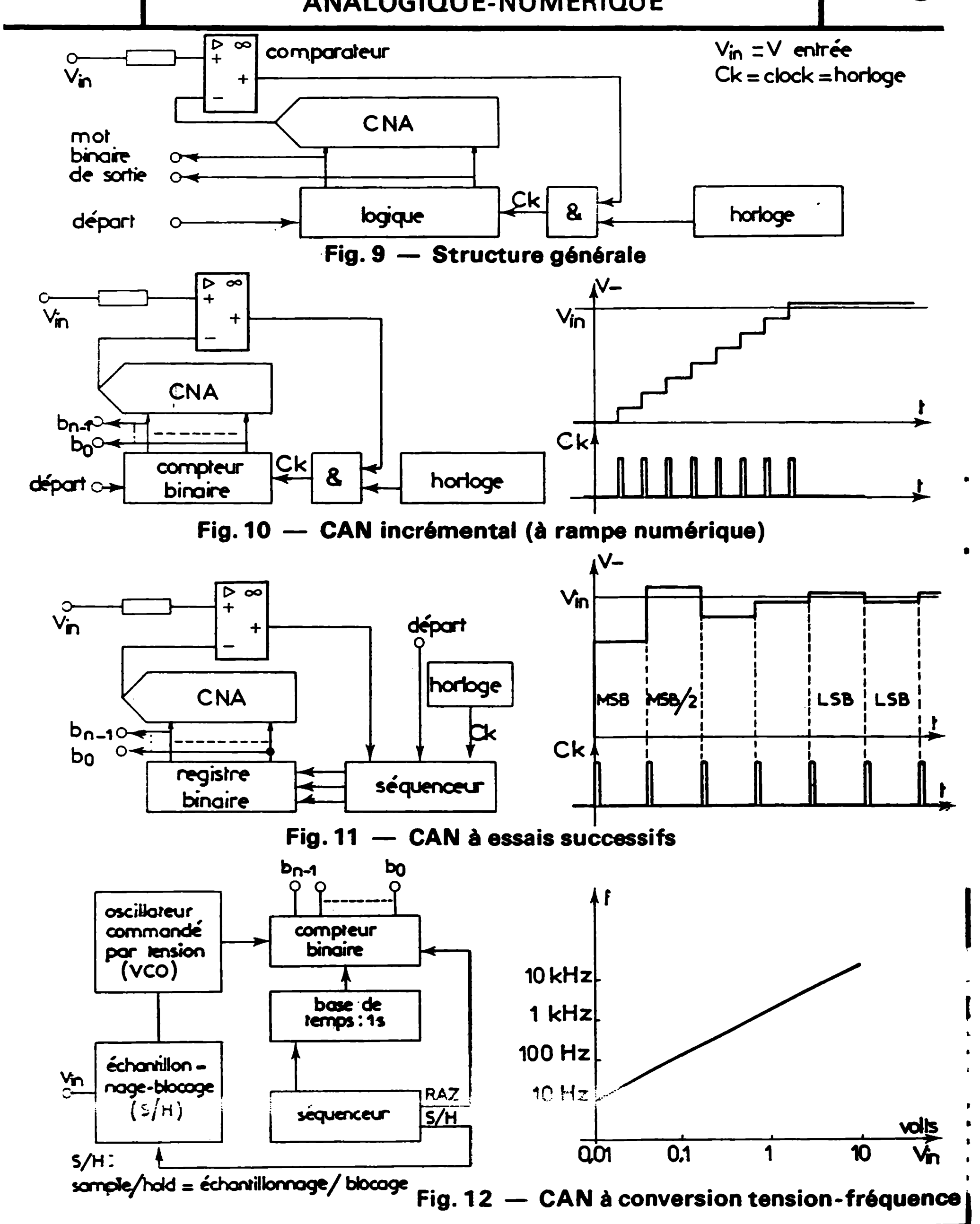


Fig. 9 — Structure générale

Fig. 10 — CAN incrémental (à rampe numérique)

Fig. 11 — CAN à essais successifs

Fig. 12 — CAN à conversion tension-fréquence

2° CAN à double rampe (*fig. 13a-13b*)

Il est souvent utilisé dans les indicateurs de tableau ou les voltmètres numériques.

Principe :

Premier temps : Une capacité porte à l'origine une charge Q_{t_0}. A partir d'un instant t_0, on la charge à courant constant, courant proportionnel à la tension à convertir. Cette charge a lieu pendant une durée fixée.

Second temps : La capacité est déchargée à courant constant, ce courant étant fixé. Cette décharge dure jusqu'à ce que la capacité porte une charge Q_{t_2} égale à Q_{t_0}. On mesure le temps de cette décharge et on l'exprime en binaire ou en DCB. Cette expression est l'image numérique de la tension à convertir.

A l'instant origine t_0, la capacité porte une charge Q_{t_0}. Soit $(t_1 - t_0)$ la durée de charge à courant constant inconnu i_c :

$$i_c = \frac{V_x}{R}.$$

La variation de charge portée par C est :

$$\Delta Q_1 = \frac{V_x}{R}(t_1 - t_0) = Q_{t_1} - Q_{t_0}.$$

On décharge la capacité jusqu'à ce qu'elle porte $Q_{t_2} = Q_{t_0}$. Soit $(t_2 - t_1)$ la durée de cette décharge. Le courant de décharge est :

$$i_d = \frac{V_{\text{réf.}}}{R}.$$

La variation de charge est :

$$\Delta Q_2 = \frac{V_{\text{réf.}}}{R}(t_2 - t_1) = Q_{t_2} - Q_{t_1}$$

$Q_{t_2} = Q_{t_0}$ implique que $\Delta Q_1 = \Delta Q_2$, alors :

$$\boxed{t_2 - t_1 = (t_1 - t_0)\frac{V_x}{V_{\text{réf.}}}}$$

$(t_2 - t_1)$ est bien proportionnel à la tension V_x à convertir. Si on compte des impulsions de fréquence f pendant cet intervalle de temps, on en comptera :

$$N = f(t_2 - t_1).$$

De plus, si $t_1 - t_0 = k/f$ où k est un entier, alors :

$$\boxed{N = k\frac{V_x}{V_{\text{réf.}}}}.$$

Dans le cas idéal, la précision ne dépend que de la stabilité de $V_{\text{réf.}}$. En réalité, la dérive de l'intégrateur et l'erreur du comparateur sont deux sources d'imprécision non négligeables.

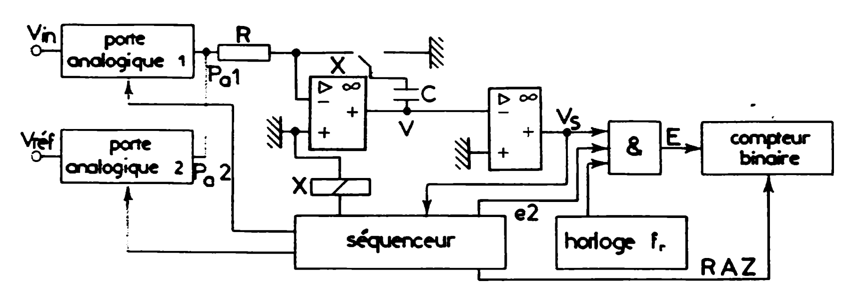


Fig. 13a — Principe d'un CAN tension-durée

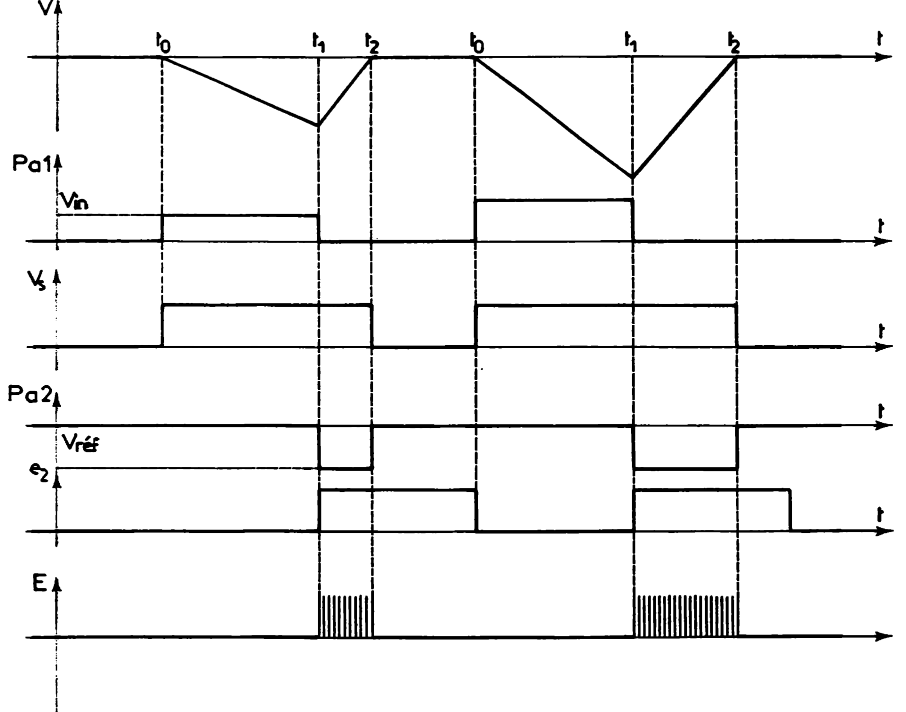


Fig. 13b — Chronogrammes

V - PRINCIPALES SPÉCIFICATIONS ET ERREURS D'UN CNA

- *Pleine échelle* : amplitude maximale de la grandeur de sortie. Dans ce cas, tous les bits du mot d'entrée sont à 1.
- *Résolution* : amplitude de la plus petite variation de la sortie. Elle correspond au LSB. Elle est équivalente au nombre de bits du mot d'entrée.
- *Temps de conversion* : temps nécessaire pour que la sortie prenne la valeur indiquée par le code d'entrée et soit stable.
- *Précision* : elle définit l'écart entre la valeur réelle de la sortie et celle qui est prévue en fonction du mot présent à l'entrée. On l'exprime en % de la pleine échelle ou du LSB.
- *Erreur de décalage* : c'est la tension (ou courant) qui existe à la sortie quand on applique le mot « OO ... O » à l'entrée.
- *Erreur de linéarité* : c'est l'écart qui existe entre la valeur de la sortie et la valeur prévue pour un mot quelconque d'entrée. Lorsque cette erreur est inférieure à LSB/2 (en valeur absolue), le convertisseur est dit linéaire (*fig. 14*).
- *Monotonicité* : chaque mot d'entrée doit donner une sortie supérieure ou au moins égale à la sortie fixée par le mot immédiatement précédent pour que le convertisseur soit monotone. Pour que le système reste linéaire, l'erreur de monotonicité doit être inférieure à LSB/2 (*fig. 15*).
- *Erreur de gain* : elle dépend de la température, et correspond à la dérive de la source de référence. Elle se traduit par un changement de pente de la caractéristique (*fig. 16*).

VI - PRINCIPALES SPÉCIFICATIONS ET ERREURS D'UN CAN

- *Echelle* : étendue de la grandeur analogique d'entrée.
- *Résolution* : même définition que pour un CNA.
- *Temps de conversion* : comme pour un CNA. Ici, il dépend de la valeur de la grandeur à convertir. On le définit pour la conversion de la pleine échelle.
- *Erreur de décalage* (*fig. 17*) : c'est l'écart existant entre la valeur réelle de la grandeur d'entrée et la valeur théorique de cette grandeur qui fournirait le même mot binaire en sortie.

On appelle tension de décalage l'écart entre la tension d'entrée qui met le LSB à 1 et la tension théorique d'entrée qui aurait le même effet.

- *Erreur de gain* (*fig. 16*) : elle traduit que le plus grand mot binaire de sortie ne correspond pas au maximum de la grandeur d'entrée.
- *Erreur de linéarité* (*fig. 17*) : c'est l'écart existant entre les valeurs théoriques de la grandeur d'entrée provoquant certains changements du mot binaire de sortie et les valeurs réelles de la grandeur d'entrée qui provoquent les mêmes changements.

Le convertisseur est dit linéaire lorsque cette erreur reste comprise entre + LSB/2 et − LSB/2 (*fig. 18*).

- *Monotonicité* (*fig. 19*) : elle traduit le fait que chaque fois que la grandeur d'entrée varie de 1 LSB, le mot de sortie doit varier de 1 LSB également ou au moins rester inchangé.

Le système est dit non monotone quand cette condition n'est pas respectée.

Par définition, les convertisseurs à approximations successives ne sont pas monotones.

- *Erreur de quantification* : elle est systématique de la conversion analogique-numérique.

Elle vaut toujours

$$\pm \frac{1}{2} \text{LSB} \left(= \pm \frac{1}{2} \frac{V_{réf.}}{2^{n-1}} \right).$$

VII - COMPOSANTS RÉELS

Tous ces convertisseurs existent plus ou moins intégrés. On aura toujours intérêt à les choisir les plus intégrés possibles. En effet, l'intégration permet d'augmenter considérablement la stabilité thermique et de compenser au mieux les dérives.

Extrait de caractéristiques : ADC 89A (Datel) : CAN 8 bits.

Alimentation	Echelle	Code	Résolution	Dérive	Temps de conversion
+ 15 V, − 15 V,	0, + 10 V	binaire	8 bits	gain	200 µs max
+ 5 V	− 5 V,	binaire	(1/256)	50 ppm/°C	
	+ 5 V	décalé			

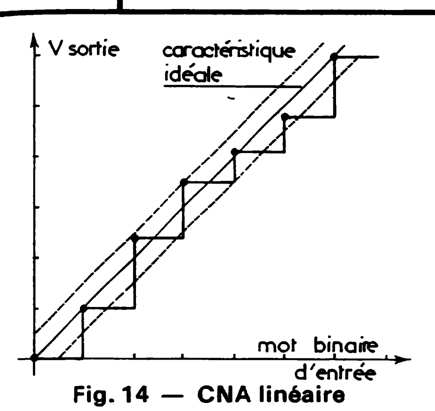


Fig. 14 — CNA linéaire

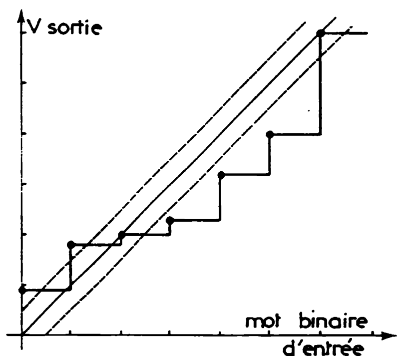


Fig. 15 — CNA monotone non linéaire

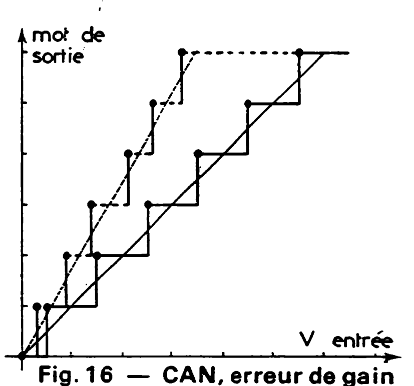


Fig. 16 — CAN, erreur de gain

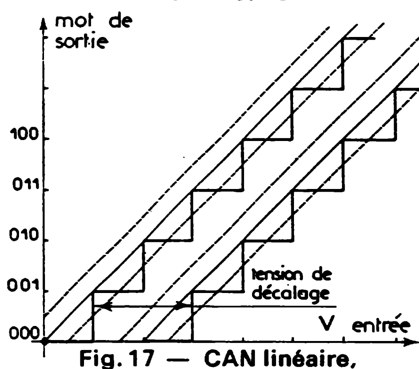


Fig. 17 — CAN linéaire, erreur de décalage

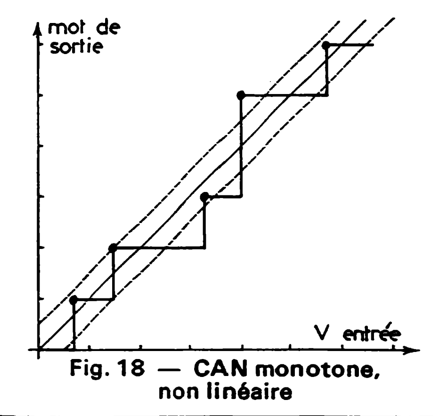


Fig. 18 — CAN monotone, non linéaire

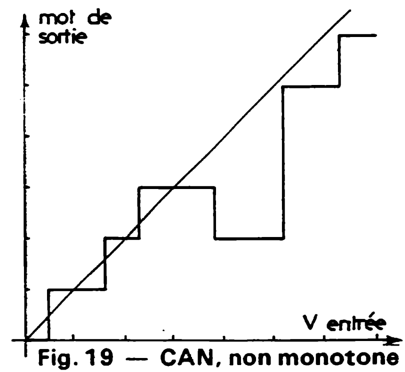


Fig. 19 — CAN, non monotone

224	COMPLÉMENTS SYMBOLES LITTÉRAUX	D'après C 03-002 1982

Les symboles suivants relatifs aux télécommunications et à l'électronique sont extraits des chapitres I et II du fascicule de documentation UTE C 03-002. Ce document de 58 pages comporte en outre les symboles littéraux à utiliser pour : la propagation des ondes radioélectriques, la propagation dans les guides d'ondes, les antennes, l'électroacoustique, les cristaux piézoélectriques, les convertisseurs statiques, l'automatique, les réseaux linéaires à n accès.

SYMBOLES		UNITÉS
S	Signal. S_1, S_2 signaux d'entrée et de sortie. Si le type de grandeur est connu utiliser le symbole approprié.	
P_s	Puissance de signal.	W
L	Niveau de signal. $L = k \lg \lvert S/S_{réf} \rvert$	dB, Np
N	Bruit. Lorsque la grandeur physique est connue (tension, courant, pression...) lui affecter l'indice n. Exemple : V_n (tension de bruit).	
P_n	Puissance de bruit.	
F	Facteur de bruit.	
H	Fonction de transfert $H = S_2/S_1$, S_1 et S_2 sont les représentations complexes des signaux.	dB, Np
G	Gain. $G = k \lg P_2/P_1$	
Γ	Exposant de transfert. Lorsque H est sans dimension $H = \exp(-\Gamma)$ $\Gamma = A + jB$	
A	Affaiblissement de transfert, atténuation.	dB, Np
B	Déphasage de transfert.	rad, degré
f_r	Fréquence de résonance.	Hz
f_c	Fréquence de coupure.	Hz
B	Largeur de bande.	Hz
m	Facteur de modulation.	%
δ	Indice de modulation.	rad
Ω	Pulsation de l'oscillation porteuse.	rad
ω	Pulsation de l'oscillation modulante.	rad
Δf	Écart de fréquence.	Hz
$\hat{\Delta} f$	Déviation de fréquence.	Hz
$\Delta\varphi$	Écart de phase.	rad
$\hat{\Delta}\varphi$	Déviation de phase.	rad
d	Facteur de distorsion, avec indice éventuel. Exemple d_h (distorsion harmonique).	%
Z_1	Impédance d'entrée.	Ω
Z_2	Impédance de sortie.	Ω
Z_0 ou Z_c	Impédance caractéristique.	Ω
Z_i ou Z_{im}	Impédance image.	Ω
Z_k ou Z_{it}	Impédance itérative.	Ω

D'après NF C 03-213 1979	**COMPLÉMENTS** OPÉRATEURS ANALOGIQUES		**225**
x, y, z → +2 f, −, + → u	Opérateur dans lequel $u = -f(2x, -y, z)$	a, b → log ▷ −1, +2 → u	Amplificateur logarithmique $u = -\lg(-a+2b)$
▷ ∞ − + +	Amplificateur opérationnel (Ampli. différentiel à haut gain)	a, b → −2xy x y → u	Multiplicateur analogique $u = -2ab$
▷ 10^4 − − + +	Amplificateur à haut gain ($A_v = 10^4$) et deux sorties complémentées	a, b → x/y x y → u	Diviseur analogique $u = a/b$
▷ 1 + −	Amplificateur inverseur $A_v = -1$	a, b → $3x^y$ x y → u	Fonction exponentielle $u = 3a^b$
▷ 1 + +	Etage suiveur $A_v = +1$	#/∩	Convertisseur numérique analogique (CNA)
▷ + +2 −3	Amplificateur à deux sorties. Une directe : $A_v = 2$ Une inverseuse : $A_v = -3$	∩/#	Convertisseur analogique numérique (CAN)
a ∩ → $\int$ ▷80 + − → u	Amplificateur intégrateur $u = -80\int_0^t a\,dt$	∩/# 4-20 mA 1 2 3 4	CAN transformant le domaine 4-20 mA de l'entrée analogique en code binaire pondéré à 4 éléments binaires
a → $\frac{d}{dt}$ ▷5 + + → u	Amplificateur différentiateur $u = 5\frac{da}{dt}$	c → d, e #	Le signal analogique peut passer entre *c* et *d* tant que le signal binaire sur *e* est à 1

226	**COMPLÉMENTS** OPÉRATEURS LOGIQUES	D'après NF C 03 108 (1970) 212 (1984)

&	ET (And)	X ▽	Porte avec sortie 3 états
⩾	OU (Or)	& ◇	Nand avec sortie collecteur ouvert *(OC, fantôme)*
1	NON (Inverseur) *(négation logique à la sortie)*	t	Opérateur qui affecte les 2 transitions d'un même retard
▷	NON à sortance élevée	S H R Q $\overline{Q}$	Bascule RSH *(H : horloge sur entrée dynamique)*
&	NON-ET (Nand)	R J K S Q $\overline{Q}$	Bascule JK *(R et S peuvent être éventuellement supprimés)*
⩾ 1	OU-NON (Nor)	1 ⎍	Monostable *(Ici déclenchement par front montant)*
= 1 E	OU exclusif *(avec entrée d'expansion E)*		Bascule de Schmitt (Trigger)
⩾ 1	OU-NON avec entrée complémentée *(négation logique à l'entrée)*	&	Nand à entrée de type Trigger

COMPLÉMENT

ABRÉVIATIONS RELATIVES AUX OPÉRATEURS COMPLEXES

ACK	acknowledge	suffixe : demande acceptée
AD	address data bus	bus d'adresses et de données
ABUS	address bus	bus d'adresses
ALE	address latch enable	validation d'adresse par bascule
BA	bus available	bus disponible
BACK	bus acknowledge	reconnaissance de bus
BRQ	bus request	demande de bus
BUSY	busy	occupé
CAS	column address select	sélection adresse de colonne
CLK	clock	entrée/sortie d'horloge
CS	chip select	sélection du boîtier
CTS	clear to send	prêt à émettre
DBUS	data bus	bus de données
DCD	data carrier detect	détection de porteuse
DMA	direct memory access	accès direct de mémoire
DRQ	DMA request	demande de DMA
DSR	data set ready	poste de données prêt
DTR	data terminal ready	terminal de données prêt
EN	enable	validation, utilisable comme suffixe
HLDA	hold acknowledge	reconnaissance de maintien
HOLD	hold	maintien
HRQ	hold request	demande de maintien
INT	interrupt	interruption
INTA	interrupt acknowledge	reconnaissance d'interruption
IRQ	interrupt request	demande d'interruption
MR	master reset	remise à zéro générale
MRDY	memory ready	mémoire prête
NMI	non maskable interrupt	interruption non masquable
R	reset	remise à zéro
RACT	receiver active	réception en cours valide
RAS	row address select	sélection d'adresse de rangée
RD	read	lecture
RD/W	read/write	lecture/écriture
RDA	receiver data available	données reçues disponibles
RDY	ready	prêt
RSA	receiver status available	mot d'état réception valide
RSOM	receiver start of message	début de message réception
RTS	request to send	demande pour émettre
RX	receiver serial (SID)	entrée série réception
STB	strobe	échantillonnage, utilisable comme suffixe
STBY	standby	repos
TACT	transmitter active	transmission en cours valide
TBMT	transmitter buffer empty	tampon émission vide
TEOM	transmitter end of message	fin de message émission
TIM	timer	temporisation
TSA	transmitter status available	mot d'état émission valide
TSC	three-state control	commande du 3e état
TSOM	transmitter start of message	début de message émission
TX	transmitter serial (SOD)	sortie série émission
VMA	valid memory address	adresse mémoire valide
VPA	valid peripheral address	adresse périphérique valide
W	write	écriture
WAIT	wait signal	attente
XTAL	0. xtal. extal clock	horloge externe du microprocesseur

COMPLÉMENT

SYMBOLES DISTINCTIFS D'OPÉRATEURS

D'après norme NF C 03-212

NOM	ANGLAIS	FRANÇAIS
ACC	asynchro. communicat. controller	contrôleur de communications asynchrones
ACIA	asynchro. communicat. interface adapter	adapteur d'interface
ADLC	advanced data link controller	Cde de transmission de données
ALU	arithmetic logic unit	unité arithmétique et logique
ART	asynchro. receiver transmitter	émetteur récepteur asynchrone
CAM	content addressable memory	mémoire adressable par le contenu
CLK	clock	horloge
CPG	carry propagated and generated	générateur de retenue anticipée
CPU	computer unit	microcalculateur
CRTC	CRT controller	contrôleur de tube cathodique
CTR	counter	compteur
CTRDIV	counter divider	compteur diviseur
DMAC	direct memory access controller	commande d'accès direct mémoire
DMC	dynamic memory controller	contrôleur de mémoire dynamique
DMX	demultiplexer	démultiplexeur
DPY	display	afficheur
EDC	error detection and correction	détecteur correcteur d'erreurs
EPROM	erasable programmable ROM	mémoire PROM reprogrammable
EEPROM	electrical erasable programmable	EPROM effaçable électriquement
FDC	floppy disk controller	contrôleur de disque souple
FIFO	first in-first out	mémoire premier entré premier sorti
HPRI	highest priority encoder	codeur de priorité
IORAM	input output random access memory	coupleur d'entrée sortie avec RAM
LIFO	last in-first out	mémoire dernier entré premier sorti
MC	microprogram controller	séquenceur de microprogramme
MEM	memory	mémoire
MOD	modulator	modulateur
MODEM	modulator demodulator, modem	modulateur-démodulateur, modem
MPU	microprocessing unit	microprocesseur
MULDEX	multiplexer-demultiplexer	multiplexeur-démultiplexeur
MUX	multiplexer	multiplexeur
PCI	programmable communication interface	interface de communication programmable
PIA	peripheral interface adapter	adapteur d'interface de périphérique
PIC	porgrammable interruption controller	contrôleur d'interruption programmable
PLA	programmable logic aray	réseau logique programmable
PPC	programmable protocol controller	contrôleur de protocole programmable
PROM	programmable read only memory	mémoire ROM programmable
PTM	programmable timing module	temporiseur programmable
RAM	random access memory	mémoire à accès aléatoire
RAMC	random access memory controller	contrôleur de mémoire à accès aléatoire
REG	register	registre
RMS	root mean square	dispositif de calcul de valeur efficace
ROM	read only memory	mémoire à lecture seule
RTC	real time clock	horloge temps réel
SAR	successive approximate register	registre à approximations successives
SIO	serial input output	contrôleur d'entrée sortie série
SRG	shift register	registre à décalage
SSDA	synchronous serial data adapter	adapteur de données séries synchro.
TDSR	transmitter data shift register	registre à décalage données émises
UART	univ. asyn. receiver/transmitter	émetteur-récepteur asynchro. univers.
USRT	univ. sync. receiver/transmitter	émetteur-récepteur synchro. univers.